

普通高等教育“十一五”国家级规划教材



全 国 高 等 学 校 自 动 化 专 业 系 列 教 材
教育部高等学校自动化专业教学指导分委员会牵头规划

国家级精品教材

Cybernetics：Concepts, Methods and Applications
(Second Edition)

控制论——概念、方法与应用（第2版）

万百五　韩崇昭　蔡远利　编著
Wan Baiwu　Han Chongzhao　Cai Yuanli

清华大学出版社

作者简介

万百五 西安交通大学教授、博士生导师，中国自动化学会荣誉理事。国际自动控制联合会大规模复杂系统技术委员会委员。1949年毕业于交通大学电机系；1951年研究生毕业于交通大学电信研究所。长期从事大系统理论与应用，以及大工业过程智能稳态优化、智能控制和工业大系统产品质量控制的研究。近年来更从事控制论的研究和推广。专著有《大工业过程计算机在线稳态优化控制》、《工业大系统优化与产品质量控制》，编译和合编译教材有《随机系统理论》、《自动化(专业)概论》等5种书以及国内外发表论文410余篇。获省部级以上科研成果奖6项。入选《二十世纪中国知名科学家学术成就概览·管理学卷》。

韩崇昭 西安交通大学教授、博士生导师，中国自动化学会荣誉理事。1968年毕业于西安交通大学电机工程系，1981年在中国科学院研究生院自动控制专业研究生毕业。主要研究领域是随机控制与自适应控制、工业过程控制与优化、多传感信息融合以及决策理论与决策支持系统等。在国内外重要期刊或会议发表论文400多篇，出版著作10本，获国家奖1项、省部级奖8项、优秀教材奖1项。近年来在信息融合研究方面取得重要进展，2001年以来，获国家973项目课题3项，主持973项目1项。

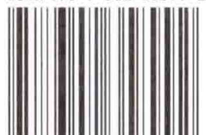
蔡远利 西安交通大学教授、博士生导师，中国自动化学会系统仿真专业委员会副主任，陕西省自动化学会智能控制与智能自动化专业委员会主任，中国科学院高级访问学者、客座研究员，台湾元智大学客座教授，美国加州大学河滨分校（UCR）访问教授，新加坡科技集团等咨询专家。1990年毕业于西北工业大学航天学院，获工学博士学位。长期从事飞行器制导与控制、系统仿真、飞行动力学、现代控制理论及应用等研究。主持国家重大科技专项课题、国家自然科学基金、国家高技术研究发展计划（863计划）项目、国家航空基金、国家博士后科学基金、国防预研、大型企业合作项目等40余项，在国内外发表学术论文100余篇，编写并出版教材、著作4部。

本书特色

- 本书是专门为非控制类各种不同专业编著的教科书，包括控制论的基本概念与基本方法，同时涵盖控制论中若干最新的前沿成就。
- 本书力图使学生掌握控制论的主要思想和方法，并初步具备分析与综合实际系统的能力。
- 本书特别注重概念和应用的描述，而不偏重过多的理论推导，但又引入适当的新知识和新方法，可以满足不同读者的需要。
- 学习本书中的主要内容，仅需要普通高等数学的基本知识。
- 不同学科可以根据专业需要和应用方向，选择与之有关的章节，由浅入深、联系实际地进行教学；也可以按全书体系完整讲述，使学生对博大精深的控制论有一个较全面的了解。
- 书中每个章节都附有丰富多样的习题，可以启发学生进一步领会概念，巩固学习效果，同时激发进一步钻研控制论精华的热忱。
- 本书可读性较强，亦可作为各类工程技术人员和管理干部学习和应用控制论的参考读物。

清华大学出版社数字出版网站
WQBook 书文周泉
www.wqbook.com

ISBN 978-7-302-35899-2



定价：44.50元



普通高等教育“十一五”国家



全国高等学校自动化专业系列教材
教育部高等学校自动化专业教学指导分委员会牵头规划

国家级精品教材

Cybernetics: Concepts, Methods and Applications
(Second Edition)

控制论——概念、方法与应用（第2版）

万百五　韩崇昭　蔡远利　编著
Wan Baiwu　Han Chongzhao　Cai Yuanli

清华大学出版社
北京

内 容 简 介

本书由三大部分组成，包括控制论的基本概念篇、控制论的基本方法篇和控制论的应用分支篇。基本概念篇由绪论和基本概念2章组成；基本方法篇由经典控制理论与方法、非线性系统控制方法、现代控制理论与方法、人工智能方法与技术、智能控制方法5章组成；应用分支篇由工程控制、生物控制、社会经济与生态、环境及农业控制以及机器人与智能系统4章组成。在内容上侧重于控制论中概念、思想、知识、方法的介绍，而不拘泥于理论上过多的严格论证，同时注意从"控制论"、"信息论"、"系统论"的角度结合当前网络化的特点进行选材。

本书可以作为工、农、林、商、医、经济、管理、生物医学及军工等学科非自动化类专业的高年级学生或研究生教材，同时可以作为国家公务员、行政干部、企业及事业单位管理者普及控制论思想和推广应用的入门书籍，也可供广大控制工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

控制论：概念、方法与应用/万百五，韩崇昭，蔡远利编著. --2版. --北京：清华大学出版社，2014
全国高等学校自动化专业系列教材
ISBN 978-7-302-35899-2

Ⅰ. ①控… Ⅱ. ①万… ②韩… ③蔡… Ⅲ. ①控制论－高等学校－教材 Ⅳ. ①O231

中国版本图书馆CIP数据核字(2014)第061886号

责任编辑：王一玲
封面设计：傅瑞学
责任校对：时翠兰
责任印制：李红英

出版发行：清华大学出版社
　网　　址：http://www.tup.com.cn，http://www.wqbook.com
　地　　址：北京清华大学学研大厦A座　　**邮　　编**：100084
　社 总 机：010-62770175　　**邮　　购**：010-62786544
　投稿与读者服务：010-62776969，c-service@tup.tsinghua.edu.cn
　质 量 反 馈：010-62772015，zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn
　课 件 下 载：http://www.tup.com.cn，010-62795954
印 装 者：清华大学印刷厂
经　　销：全国新华书店
开　　本：175mm×245mm　　**印　张**：23.75　　**字　　数**：495千字
版　　次：2009年5月第1版　2014年7月第2版　　**印　　次**：2014年7月第1次印刷
印　　数：1～2000
定　　价：44.50元

产品编号：057231-01

出版说明

《全国高等学校自动化专业系列教材》



为适应我国对高等学校自动化专业人才培养的需要，配合各高校教学改革的进程，创建一套符合自动化专业培养目标和教学改革要求的新型自动化专业系列教材，"教育部高等学校自动化专业教学指导分委员会"（简称"教指委"）联合了"中国自动化学会教育工作委员会"、"中国电工技术学会高校工业自动化教育专业委员会"、"中国系统仿真学会教育工作委员会"和"中国机械工业教育协会电气工程及自动化学科委员会"四个委员会，以教学创新为指导思想，以教材带动教学改革为方针，设立专项资助基金，采用全国公开招标方式，组织编写出版了一套自动化专业系列教材——《全国高等学校自动化专业系列教材》。

本系列教材主要面向本科生，同时兼顾研究生；覆盖面包括专业基础课、专业核心课、专业选修课、实践环节课和专业综合训练课；重点突出自动化专业基础理论和前沿技术；以文字教材为主，适当包括多媒体教材；以主教材为主，适当包括习题集、实验指导书、教师参考书、多媒体课件、网络课程脚本等辅助教材；力求做到符合自动化专业培养目标、反映自动化专业教育改革方向、满足自动化专业教学需要；努力创造使之成为具有先进性、创新性、适用性和系统性的特色品牌教材。

本系列教材在"教指委"的领导下，从2004年起，通过招标机制，计划用3～4年时间出版50本左右教材，2006年开始陆续出版问世。为满足多层面、多类型的教学需求，同类教材可能出版多种版本。

本系列教材的主要读者群是自动化专业及相关专业的大学生和研究生，以及相关领域和部门的科学工作者和工程技术人员。我们希望本系列教材既能为在校大学生和研究生的学习提供内容先进、论述系统和适于教学的教材或参考书，也能为广大科学工作者和工程技术人员的知识更新与继续学习提供适合的参考资料。感谢使用本系列教材的广大教师、学生和科技工作者的热情支持，并欢迎提出批评和意见。

《全国高等学校自动化专业系列教材》编审委员会

2005年10月于北京

《全国高等学校自动化专业系列教材》编审委员会

序

PREFACE

自动化学科有着光荣的历史和重要的地位，20 世纪 50 年代我国政府就十分重视自动化学科的发展和自动化专业人才的培养。五十多年来，自动化科学技术在众多领域发挥了重大作用，如航空、航天等，"两弹一星"的伟大工程就包含了许多自动化科学技术的成果。自动化科学技术也改变了我国工业整体的面貌，不论是石油化工、电力、钢铁，还是轻工、建材、医药等领域都要用到自动化手段，在国防工业中自动化的作用更是巨大的。现在，世界上有很多非常活跃的领域都离不开自动化技术，比如机器人、月球车等。另外，自动化学科对一些交叉学科的发展同样起到了积极的促进作用，例如网络控制、量子控制、流媒体控制、生物信息学、系统生物学等学科就是在系统论、控制论、信息论的影响下得到不断的发展。在整个世界已经进入信息时代的背景下，中国要完成工业化的任务还很重，或者说我们正处在后工业化的阶段。因此，国家提出走新型工业化的道路和"信息化带动工业化，工业化促进信息化"的科学发展观，这对自动化科学技术的发展是一个前所未有的战略机遇。

机遇难得，人才更难得。要发展自动化学科，人才是基础、是关键。高等学校是人才培养的基地，或者说人才培养是高等学校的根本。作为高等学校的领导和教师始终要把人才培养放在第一位，具体对自动化系或自动化学院的领导和教师来说，要时刻想着为国家关键行业和战线培养和输送优秀的自动化技术人才。

影响人才培养的因素很多，涉及教学改革的方方面面，包括如何拓宽专业口径、优化教学计划、增强教学柔性、强化通识教育、提高知识起点、降低专业重心、加强基础知识、强调专业实践等，其中构建融会贯通、紧密配合、有机联系的课程体系，编写有利于促进学生个性发展、培养学生创新能力的教材尤为重要。清华大学吴澄院士领导的《全国高等学校自动化专业系列教材》编审委员会，根据自动化学科对自动化技术人才素质与能力的需求，充分吸取国外自动化教材的优势与特点，在全国范围内，以招标方式，组织编写了这套自动化专业系列教材，这对推动高等学校自动化专业发展与人才培养具有重要的意义。这套系列教材的建设有新思路、新机制，适应了高等学校教学改革与发展的新形势，立足创建精品教材，重视实

践性环节在人才培养中的作用，采用了竞争机制，以激励和推动教材建设。在此，我谨向参与本系列教材规划、组织、编写的老师，致以诚挚的感谢，并希望该系列教材在全国高等学校自动化专业人才培养中发挥应有的作用。

吴启迪 教授

2005年10月于教育部

序

PREFACE 

《全国高等学校自动化专业系列教材》编审委员会在对国内外部分大学有关自动化专业的教材做深入调研的基础上，广泛听取了各方面的意见，以招标方式，组织编写了一套面向全国本科生（兼顾研究生）、体现自动化专业教材整体规划和课程体系、强调专业基础和理论联系实际的系列教材，自 2006 年起将陆续面世。全套系列教材共 50 多本，涵盖了自动化学科的主要知识领域，大部分教材都配置了包括电子教案、多媒体课件、习题辅导、课程实验指导书等立体化教材配件。此外，为强调落实“加强实践教育，培养创新人才”的教学改革思想，还特别规划了一组专业实验教程，包括《自动控制原理实验教程》、《运动控制实验教程》、《过程控制实验教程》、《检测技术实验教程》和《计算机控制系统实验教程》等。

自动化科学技术是一门应用性很强的学科，面对的是各种各样错综复杂的系统，控制对象可能是确定性的，也可能是随机性的；控制方法可能是常规控制，也可能需要优化控制。这样的学科专业人才应该具有什么样的知识结构，又应该如何通过专业教材来体现，这正是“系列教材编审委员会”规划系列教材时所面临的问题。为此，设立了《自动化专业课程体系结构研究》专项研究课题，成立了由清华大学萧德云教授负责，包括清华大学、上海交通大学、西安交通大学和东北大学等多所院校参与的联合研究小组，对自动化专业课程体系结构进行深入的研究，提出了按“控制理论与工程、控制系统与技术、系统理论与工程、信息处理与分析、计算机与网络、软件基础与工程、专业课程实验”等知识板块构建的课程体系结构。以此为基础，组织规划了一套涵盖几十门自动化专业基础课程和专业课程的系列教材。从基础理论到控制技术，从系统理论到工程实践，从计算机技术到信号处理，从设计分析到课程实验，涉及的知识单元多达数百个、知识点几千个，介入的学校 50 多所，参与的教授 120 多人，是一项庞大的系统工程。从编制招标要求、公布招标公告，到组织投标和评审，最后商定教材大纲，凝聚着全国百余名教授的心血，为的是编写出版一套具有一定规模、富有特色的、既考虑研究型大学又考虑应用型大学的自动化专业创新型系列教材。

然而，如何进一步构建完善的自动化专业教材体系结构？如何建设基础知识与最新知识有机融合的教材？如何充分利用现代技术，适应现代大学生的接受习惯，改变教材单一形态，建设数字化、电子化、网络化等多元

形态、开放性的“广义教材”? 等等,这些都还有待我们进行更深入的研究。

本套系列教材的出版,对更新自动化专业的知识体系、改善教学条件、创造个性化的教学环境,一定会起到积极的作用。但是由于受各方面条件所限,本套教材从整体结构到每本书的知识组成都可能存在许多不当甚至谬误之处,还望使用本套教材的广大教师、学生及各界人士不吝批评指正。

吴澄 院士

2005年10月于清华大学

第2版前言

FOREWORD TO THE SECOND EDITION

控制论及其应用在不断地发展着，对不同领域都有非常重要的作用和影响。20 世纪 50 年代初教学改革后，国内各高等院校为工业企业电气化、电机电器、计算机等专业按苏联教材开设了“自动调整理论”课程，即现在的“自动控制原理”课程。后来随着各个专业的发展和教学改革，该课程的开设逐渐被扩展到航空航天、热能、锅炉、反应堆、自动控制、工业自动化等专业。20 世纪 80 年代改革开放后，机械、建筑、管理、经济、农林、生物医学等专业也陆续开设该课程。这充分见证了自动控制理论和应用的广泛适应性，以及科技发展对该理论的强烈需求。

在这样的情况下，如何为广大非自动化专业建设合适的“自动调整理论”教材成为一个非常重要的问题。这类教材不仅要讲授自动控制理论（实际上就是工程控制论）的基本原理，也应该介绍它在有关专业领域的应用。此外，各个专业根据各自的需要，还希望补充自动控制理论分支的某些内容，如有的希望补充“系统辨识”（实验建模），有的强调补充“智能控制”，有的强调“自适应控制”，有的强调“滤波和估计”，还有的强调“最优控制”等等。更多的专业希望补充两种以上的这类知识的组合。

对于自动化类专业来说，教学设计与教学安排的后继课程或教学环节能满足这样的需求，而针对不同类型非自动化专业的单科教材就需要充分照顾到这样的需求。本教材正是为满足广大非自动化专业本科生或研究生这类需求而编写的。从控制论的角度来说，该教材除包含自动控制原理的基础知识外，也包括上述多方面分支内容的简要介绍，并直接冠以《控制论》的书名。

全书第 2 版由各章原作者负责修订和更新外，第 2 章新增 4 节：“进化与适应”、“智能与学习”、“自繁殖与自组织”、“必需变异度律”；第 9 章增加了“意念控制”一节。此外，新增附录 C“随机过程简述”由韩崇昭负责编写。

虽然认真做了修改和补充，错误和不当之处仍然难免，欢迎广大读者对本书结构、内容提出批评、指正意见。

谨以此书第 2 版纪念控制论创始人诺伯特·维纳诞生 120 周年，并以此迎接 21 世纪中华民族的伟大复兴。

编　者

西安交通大学电子与信息工程学院

2014 年 1 月

第1版前言

FOREWORD 

美国数学家诺伯特·维纳(Norbert Wiener,1894—1964)震惊世界学术界的题为《控制论：或在动物和机器中的通信和控制》的著作，于1948年出版。从此，控制论作为一门独立的、跨学科的新兴学科呈现在世界学术界。

近60年来控制论的理论、概念和方法在计算机技术的支持下，已经远远超越了60年前主要为工业生产和军事装备服务的范围，广泛应用到生物、医学、生理、生态、环境、能源、政治、军事和社会科学的各领域，如社会、经济、管理、人口、教育等。

控制论因而迅速发展并形成多个分支：医学控制论、神经控制论、生物控制论、工程控制论、环境控制论、经济控制论、社会控制论、生态控制论、自然控制论、智能控制论、军事控制论以及派生的人口控制论、资源控制论等，它们在国民经济和社会的发展中，特别是在中国人口控制和国民经济宏观调控上，起了极其重要的作用。同时控制论本身也得到了发展。

控制论在中国发展前景广阔。国家要提高自主创新能力，社会要发展，科学在交叉、交互、融合，技术革命方兴未艾。控制论及自动化技术与微电子技术的结合扩大了前者的应用范围，在发挥日益重要的作用。但是，长期以来就发现社会上缺少能为广大非自动化(自动控制)专业的人员接受的，能对他们理解和应用控制论有帮助的控制论基础教材或参考书。《控制论——概念、方法与应用》的任务就在于推广控制论的思想，将它的概念、思想、方法和在各分支中的应用作简单的介绍，以便读者在实际工作中使用和实践这种思想，并能促使所思考和研究的问题得到妥善甚至最优的解决。

为此，《控制论——概念、方法与应用》定位为一本适用于工、农、林、经济、管理、商、医、军工、生物医学等非自动化类专业本科生的专业基础课、高年级学生或研究生选课用的教材，以及国家公务员、管理层人员、企业(公司)员工等普及控制论思想和推广其应用的参考书籍。在介绍控制论方法时本教材要涉及自动控制原理(理论)，但本书不是作为控制工程的教材而编写的。

《控制论——概念、方法与应用》在内容安排上虽然也基于高等数学来讲述课文内容，但仍侧重于概念、思想、知识、方法的描述，而不偏向过多的理论、论证的论述。同时注意从控制论、信息论、系统论的角度结合网络环

境条件进行讲述。

本书的大纲初稿由万百五提出,曾经由编者3人讨论而"十二易其稿"。

全书分为3个板块:控制论的基本概念篇、控制论的基本方法篇和控制论的应用分支篇,共11章。

控制论的基本概念篇由第1章绪论(由万百五编写)和第2章基本概念(由韩崇昭编写)组成。

控制论的基本方法篇由第3章经典控制理论与方法、第4章非线性系统控制方法(两章由万百五编写)、第5章现代控制理论与方法(由韩崇昭编写)、第6章人工智能方法与技术(由蔡远利编写)和第7章智能控制方法(由万百五编写)组成。

控制论的应用分支篇由第8章工程控制、第9章生物控制(两章由蔡远利编写)、第10章社会经济与生态、环境及农业控制(由万百五编写)以及第11章机器人与智能系统(由韩崇昭编写)组成。在这几个领域对控制论的应用作了简明的介绍和阐述。

附录A拉普拉斯变换简表和附录B矩阵初步(由万百五编写)供读者查阅。全书由万百五加以统稿。

全书方法篇和应用篇(包括前者的许多例子都联系到应用)两者的比例大致为一比一,这对于一个具体专业来说应用的介绍当然显得很不够。所以读者在学习时还要适当参考其他有关专业控制论的书籍。

各专业教师在应用本书进行讲授时根据专业需要,首先选择"应用分支篇"中一个方向,再在"基本方法篇"中选择合适的章节和深度。编者为满足各类型专业的需要和留作日后必要的知识储备在编写时取材都略扩大范围和加深深度。

本书审稿人萧德云教授和窦曰轩教授对本书仔细审稿,并提出许多宝贵意见,在此表示衷心的感谢。同时要感谢西安理工大学郭会军博士,他对万百五在第3章中有关MATLAB的例题进行计算时提供了帮助。

谨以此书纪念维纳的《控制论》创立60周年[①],并以此迎接21世纪中华民族的伟大复兴。

为这样一门跨学科的、新兴学科编写一本各类型、各专业的读者都满意的教材,编者深感不易。所有疏漏、不当之处恳请读者批评、指正。

编　者

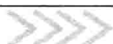
西安交通大学电子与信息工程学院

2008年7月

---

① 参见万百五. 控制论创立六十年,控制理论与应用,2008,25(4):597~602

目录

CONTENTS 

基本概念篇

基本方法篇

应用分支篇

基本概念篇

第1章 绪　论

1.1 控制论的发展简史

控制论这门学科是在20世纪40年代发展起来的。它的诞生是以美国数学家诺伯特·维纳(Norbert Wiener,1894—1964)1948年出版他的名著《控制论》(*Cybernetics*)一书作为标志。该著作论述了要发展一门通用的控制科学,并且要从统一的观点来考察各种系统的控制和通信问题。著作震惊了世界学术界,书中的这种新颖思想和观点吸引了各领域的众多学者纷纷研究和引进控制论。它为现代科学的研究提供了一套新的思想和观点,还促进了当代哲学观念的变革。它被认为是20世纪上半叶科学理论的伟业之一。

构成控制论的基本概念和若干科学趋势,在很多年以前就已经发展起来了。控制的应用也首先出现于工程系统,所以讲述控制论的发展就先要从控制和自动化的发展开始。

1.1.1 中国古代自动装置与反馈思想

中国古代的能工巧匠发明了许多原始的自动装置,以满足生产、生活和作战的需要。指南车、铜壶滴漏、浮子式阀门、记里鼓车、漏水转浑天仪、候风地动仪、水运仪象台等就是其中比较著名和重要的几种。现摘要介绍前两种:

(1) 指南车。中国古代用来自动指示方向、有一种能自动离合的齿轮系装置的车辆,由马来拉动。其原理是基于双通道的扰动补偿原理。

(2) 铜壶滴漏。中国古代的自动计时(测量时间)装置。通过盛有恒定水位的容器(壶)的小孔向受水容器(受水壶)滴水以计算时间,还采用一个浮子式阀门作为自动切断阀。当受水壶的水位升至满刻度时,浮子式阀门就会自动阻塞上级受水壶的出水小孔,切断水滴。这里应用了负反馈的原理。

构成控制论基本概念的若干科学上原始的思想,在中国可以追溯到几

千年前。反馈思想可以追溯到战国秦昭王时(公元前306—前251年)四川都江堰由蜀郡太守李冰父子所修建的水利工程。他们巧妙地利用地形、地势和地质条件,就地取材,因势利导,成功地解决了分水、引水、溢洪、排沙等问题,能实现分洪、控流、灌溉、航运等多种功能。水利工程还用刻有标记的石人组成水则信息系统,根据成都平原的水情信息来控制流量,以满足各渠系的用水需要。这是实行了信息反馈。

反馈思想还可以追溯到中国西汉时期著名的唯心主义哲学家、儒家董仲舒(公元前179—前104年)的"天人感应"的解释。通俗地说就是人若负于天(做了坏事),天会"报应"人。这存在着最原始的"反馈"思想。至于"控制"一词首见于北宋时代(公元1060年)成书的《新唐书·王忠嗣传》,其中有:"劲兵重地,控制万里"之说。

宋代的数学家秦九韶(公元1202—1261年)发明了一种方程式求根的"退商求小数"法。这是一种逐步逼近求根方法。其法是先观察、估计和试算根的第一位数字的值,然后代入原方程式验证是否合适,嫌大或嫌小,并作相应调整。这个第一位数字的值(我国古代称为初商),实际上就是根的第一次近似值。下一步将此根代入原方程式(这便是一个负反馈过程)并得到方程式变式,使变式的根是原方程式的根减去根的第一位数字的值。再重复上法,可得到根的第二位数字的值(中国古代称为次商)。依次类推,直到根的有效位数为止。

1.1.2 控制和自动化技术的发展经历了四个历史时期

1. 自动装置的出现和应用(18世纪以前)

古代人类在长期的生产和生活中,为了减轻自己的劳动,逐渐利用自然界的动力(风力、水力等)代替人力、畜力,以及用自动装置代替人的部分繁重的体力和脑力活动。

(1) 古代自动装置。公元前14世纪至公元前11世纪,中国和巴比伦出现了自动计时装置——刻漏,为人类研制和使用自动装置之始。公元1世纪古埃及和希腊的发明家也创造了教堂庙门自动开启、铜祭司自动洒圣水、投币式圣水箱等自动装置。

(2) 近代自动装置。17世纪以来,随着生产的发展,在欧洲一些国家相继出现了多种自动装置,其中比较典型的有:英国机械师E.李(Lee)在公元1745年发明的带有风向控制的风磨;俄国机械师И.И.波尔祖诺夫(Ползунов)发明的为蒸汽锅炉水位保持恒定用的浮子式阀门水位调节器。

2. 自动化技术形成时期(18世纪末至20世纪30年代)

1788年英国机械师J.瓦特(Watt)发明离心式调速器(图1-1),并把它与蒸汽机的阀门连接起来,构成蒸汽机转速的闭环自动调节系统(图1-2)。这项发明对第一次工业革命和控制技术与理论后来的发展起了极其重要的作用。

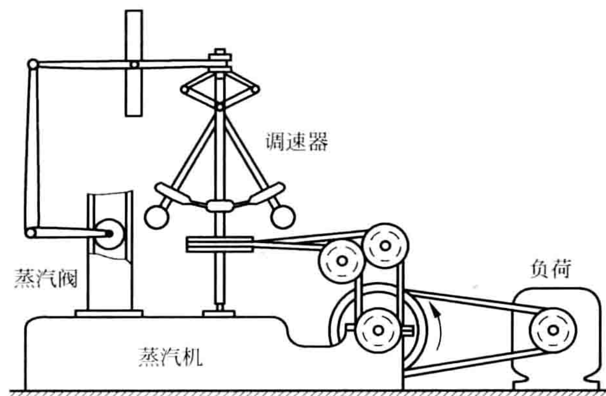


图 1-1　瓦特离心式调速器对蒸汽机转速的控制

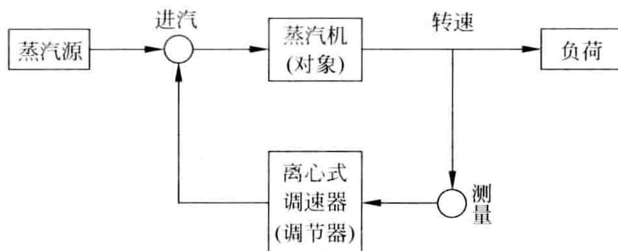


图 1-2　对象和调节器形成调节系统的框图

(1) 自动调节的广泛应用。由于工业革命的需要，人们开始采用自动调节器(regulator)或装置，使一些物理量保持在给定值附近。1868 年法国工程师 J. 法尔科(Farcot)发明闭环用的调节器，并把它与蒸汽阀连接起来，操作蒸汽船的舵，他称之为伺服机构(servo-mechanism)。到了 20 世纪 20～30 年代，美国开始在工业生产中使用 PID 调节器(比例积分微分调节器)。它们迄今还在各国许多工厂中采用。

(2) 自动调节系统的稳定性问题。自动调节器和被控制对象(蒸汽机或船舵)组成自动调节系统(图 1-2)。当时人们发现蒸汽机转速会忽高忽低，即系统会发生振荡(不稳定)。1868 年英国物理学家 J. C. 麦克斯韦尔(Maxwell)用微分方程描述并总结了调节器控制蒸汽机的理论，推导出系统稳定的条件。1877 年英国数学家 E. J. 劳思(Routh)提出一般系统稳定性的代数判据，沿用到现在。

(3) 反馈控制和频率法。进入 20 世纪以后，工业生产中广泛应用各种自动调节装置，促进了对调节系统分析和综合的研究。1927 年美国电气工程师 H. 布莱克(Black)引入的反馈(feedback)概念，使人们对自动调节系统中反馈控制(feedback control)的结构有了更深刻的认识(图 1-3)。

此后在拉普拉斯变换(Laplace transformation)的基础上，传递函数(transfer function)的概念被引入到分析自动调节系统或元件上，成为重要工具。1932 年美国电信工程师 N. 奈奎斯特(Nyquist)提出著名的基于频率法的稳定判据。上述稳定判

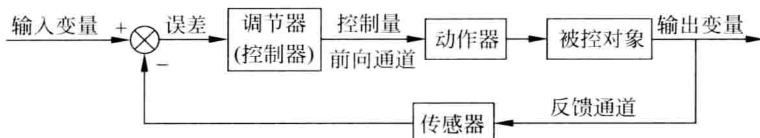


图 1-3 反馈调节(控制)系统构成框图

据加上 1922 年美国工程师 N. 米诺尔斯基(Minorsky)《关于船舶自动操舵的稳定性》和 1934 年美国科学家 H. L. 黑曾(Hazen)发表的《关于伺服机构理论》论文标志着经典控制理论(classical control theory)的诞生。

3. 局部自动化时期(20 世纪 40～50 年代)

在第二次世界大战期间,为了防空火力控制系统和飞机自动导航系统等军事技术问题,各国科学家设计出各种精密的自动调节装置,开创了系统和控制这一新的科学领域。

(1) 经典控制理论的形成和发展。在前述代数稳定判据和传递函数、依据频率响应的频率法判据的基础上加上美国电信工程师 W. 埃文斯(Evans)(1948 年)的根迹法,奠定了适用于单变量控制问题的经典控制理论的基础。频率法(或称频域法)成为分析和设计线性自动控制系统的主要方法。早期,反馈控制系统统称为自动调节系统,后称为自动控制系统。因此,调节器现在也统称为控制器(controller)。



图 1-4 作出突出贡献的中国科学家钱学森

1945 年,美国数学家 N. 维纳等几位科学家将控制系统中的反馈、通信等概念推广到生物等系统。1948 年他出版了名著《控制论》(*Cybernetics*)一书,为控制论奠定了基础,并震动了全球的科学界。1954 年,中国科学家钱学森(图 1-4)全面地总结和提高了控制论在工程系统上应用的理论,旅美期间出版了用英语书写的、在世界上很有影响的《工程控制论》(*Engineering Cybernetics*)一书,并为控制论开辟了一个新分支。

(2) 局部自动化的广泛应用。第二次世界大战后,在工业上已广泛应用 PID 调节器(比例积分微分调节器),并用模拟电子计算机来设计自动控制系统。当时在工业上实现局部自动化,即单个过程或单个机器的自动化。在 20 世纪 30～50 年代先后出现了统一信号的、通用的、标准的气动单元组合仪表和电动单元组合仪表。中国也有国产气动单元组合仪表 QDZ 型和电动单元组合仪表 DDZ 型,在国内使用很广。图 1-5 所示为国产电动单元组合仪表 DDZⅢ型的照片。

(3) 电子数字计算机的发明。1943—1946 年,美国研制成世界上第一台基于电子管的电子数字计算机——电子数字积分和自动计算器(ENIAC)。1950 年美国研制成世界上第二台存储程序式电子数字计算机——离散变量电子自动计算机(EDVAC)。电子数字计算机为 20 世纪 60—70 年代开始的在控制系统广泛应用程

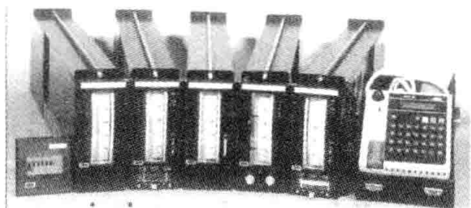


图 1-5　国产电动单元组合仪表 DDZⅢ型

序控制和逻辑控制以及应用数字计算机直接控制生产过程创造了条件，中国也在 20 世纪 50 年代中叶开始研制大型电子数字计算机。

4. 综合自动化时期（20 世纪 50 年代末起至今）

20 世纪 70 年代微处理机的出现对实现各种复杂的控制任务，如复杂工业对象、大工业过程和航天技术的控制起了重大作用。这引起控制和自动化的新进展。

1956 年，前苏联数学家 Л. 庞特里亚金（Понтрягин）提出极大值原理。同年美国数学家 R. 贝尔曼（Bellman）创立动态规划（dynamic programming）。两者为解决最优控制问题提供了理论工具。1960 年美国数学家 R. 卡尔曼（Kalman）提出能控性（controllability）和能观性（observability）两个概念，揭示了系统的内在属性。卡尔曼还引入状态空间法（state space method）。以上这些新概念和新方法标志着现代控制理论（modern control theory）的诞生，并形成了多个重要分支。此外控制和自动化还有以下重要进展：

（1）系统辨识（system identification）、建模（modeling）与仿真（simulation）；

（2）自适应控制（self-adaptive control）和自校正控制器（self-tuning regulator）；

（3）遥测（telemetry）、遥控（remote control）和遥感（remote sensing）；

（4）综合自动化：20 世纪 50 年代末到 60 年代初开始出现电子数字计算机控制的化工厂，60 年代末在制造工业中出现了许多自动生产线，20 世纪 70 年代出现用专用机床组成的无人工厂；

（5）大系统理论的诞生；

（6）模式识别和人工智能：自 20 世纪 70 年代以来，已研制出用于医疗诊断、地质勘探、化学数据解释和结构解释、口语和图像识别等各种专家系统；

（7）智能控制的诞生：在人工智能、控制工程、系统工程等的结合下，出现了新的控制方法，称为智能控制（intelligent control）；

（8）我国已可生产中小型可编程逻辑控制器（programmable logic controller，PLC），用来控制各种类型的机械和生产过程。国内正日益更加广泛地应用；

（9）高速列车、磁悬浮列车、神舟号飞船、巡航导弹和无人驾驶飞机等高度自动化先进设备的成功研制和运行，标志我国自动化理论、技术在新世纪的突飞猛进；

（10）2013 年中国成功研制出世界首台结构动态可变的高效能、拟态电子数字计算机。

1.1.3 控制论的创立和发展

20世纪第二次世界大战前后通信和自动控制技术都得到了迅速的发展。在这些技术的各自领域里分别提出了一些理论,都积累了丰富的经验。在自动控制领域提出的理论,已经在1.1.2小节中加以阐述了。通信和控制技术的共同特点在于包含一个信息处理的过程,一般说来,即包含一个信息接收、存取和加工的过程。但是,能抓住这些共同特点站在一个更概括的理论高度,综合以上各个领域的经验和理论,并且把这些系统的控制机制和现代生物学所发现的某些控制机制加以类比,形成"控制论"这样一门独立的专门学科,则首先是美国著名的数学家N.维纳(图1-6)的功绩。

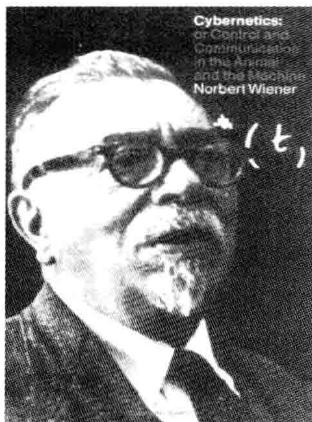
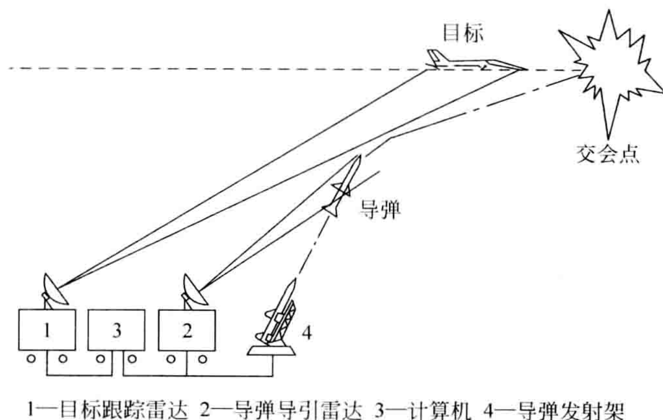


图1-6 《控制论》封面上的作者像

上文曾介绍一百多年来以调节和反馈为核心的控制和自动化技术的发展,为控制论的发展提供了工程对象(即维纳所称的"机器")的控制理论和大量的实用成果。用逻辑语言(逻辑代数)来研究开关电路、继电器电路系统的专著也已经在六十多年前问世了。

在科学发展进程中,数学和物理学(包括自动控制)、生物和生理科学以及计算机科学对控制论的诞生起了关键的作用。数学和物理学的研究进展,推动人们对随机现象的研究。受统计力学的影响,N.维纳突破了传统的自动调节理论,将自动控制理论建立在统计理论的基础上,这就是自动控制系统的统计动力学。依此来设计由雷达控制的各种高射火炮的俯仰角和方位角控制,以自动跟踪高空的高速飞机进行命中射击,在第二次世界大战中曾立下赫赫战功。这类似图1-7所示,只是由高射火炮代替图上的地-空导弹;但作为有人驾驶的飞机其轨迹预测更为复杂。



1—目标跟踪雷达 2—导弹导引雷达 3—计算机 4—导弹发射架

图1-7 防空导弹的制导示意图

动植物组织的细胞构造理论和达尔文的进化论，使早在一百多年前生物科学发生重大的变革。在生物学的发展过程中，工程调节系统中稳定性和稳态的概念进入了生物和生理学家们的研究中。他们认识到生物体内环境的恒定性是机体自由和独立生存的基本条件。他们把这种体内环境的稳定称为体内稳态(homeostasis)，它是指机体内环境通过复杂的神经体液调节所建立起来的动态平衡。这个体内稳态恰可以与控制系统中的稳态(steady state)相类比，这个概念的建立，意味着人类对生命活动的认识进入一个新阶段。

计算机科学早期研究的计算机和数理逻辑，推动了思维过程模型化的工作。早在电子计算机问世之前，维纳等人已经预言，以继电器式的开关装置为基础的快速电子计算机必定会是神经系统中发生的各种问题的模型。因为在这以前神经生理学家早已发现神经元和神经系统的"全或无"法则。而神经元的这种特性，类似于电路中的继电器或计算机中的触发器特性。

N.维纳是美国麻省理工学院(MIT)教授。他在对上述通信和自动控制技术的经验和理论充分掌握的基础上，对数学和物理学、生物和生理科学以及计算机科学出现的有关系统、信息、控制、反馈、逻辑的新现象新问题非常潜心地进行研究和展开交流、讨论。他对哲学和方法论有着特殊的兴趣，20世纪20年代参加过哈佛大学的方法论讨论班。30年代后又参加哈佛医学院的神经生理学家、墨西哥教授A.罗森勃吕特(Rosenblueth)博士领导的方法论讨论班。这时在维纳和罗森勃吕特周围聚集了一批杰出的数学家、神经生理学家、数理逻辑学家、物理学家和电信电工学家。他们之间本着创新的理念，从自己不同专业角度的深入、坦率的长期及定期的交流和讨论，对控制论思想的逐步形成有着极其巨大的作用。

1943年罗森勃吕特、维纳和工程师J.别格罗(Bigelow)发表了《行动、目的和目的论》(*Behaviour, Purpose & Teleology*)论文，他们认为中枢神经系统不是一个从感觉接受输入又把它发射给肌肉的独立的器官。相反，只有把它当作从神经系统出发进入肌肉，然后通过感觉再进入神经系统的环形(闭环)过程，才能理解。首次用反馈和闭环回路来代替目的论的神经生理行为。这揭示了生物学、生理学与机器的控制及信息有共同的特征。

1943年冬—1944年初由维纳和博弈论及二进制计算机创始人冯·诺依曼(von Neumann)发起在普林斯顿召开了对控制论的全面讨论会。工程师、生理学家和数学家都有代表参加。通过会议与会者认识到，在不同领域的工作者之间存在着一个实在的共同思想基础，每一个人都可以运用别人发展得更为成熟的概念，必须采取一些步骤来让在不同领域的工作者获得共同的词汇。

1946—1953年由梅西基金会(Macy Foundation)发起的一系列关于反馈问题的讨论会，对控制论的发展产生很大的推动作用。其中，1946年春在纽约举行了一个规模适度的"生物和社会系统中循环因果和反馈机制"问题的专题讨论会，上次普林斯顿会议上的集体是讨论会的核心，但心理学家、社会学家和经济学家也参加了。心理学家的参与兴趣可以从上述三人论文的崭新论点里得到理解和领悟，因为研究

心理的人不能忘记神经系统。至于社会学家和人类学家,十分明显,信息和通信作为组织化机制不但对于个体是重要的,而且对于集体也是重要的。会议感到,控制论所包含的思想对于与会的人十分重要和有趣。

早在1944年以前,围绕维纳和罗森勃吕特的一群科学家就已经认识到有关通信、控制和统计力学的一系列核心问题的统一,不管这些问题是机器中的还是活的机体中的。他们发现关于这些问题的文献缺乏统一,没有任何共同的术语,甚至没有一个称呼这个领域的简单名称。这不适宜于这个领域未来的发展。1947年维纳将反复讨论的学科命名为Cybernetics,他是从希腊字 κυβερνήτηζ(相当于英文字"governor"原意为"掌舵人"、"驾驭者")引用来的,汉译为"控制论"。并于1948年出版了他的震动世界学术界的题为《控制论:或在动物和机器中的通信和控制的科学》(*Cybernetics or Control and Communication in the animal and the machine*)的著作(图1-6)。这宣告控制论作为一门科学的诞生。

维纳在其著作中指出了生理学、心理学等方面的成就对形成控制论思想的重要影响,并一再强调,在现代技术的基础上对生物机体的一些生理机制进行模拟研究的重要性。在这方面,他的一些见解大都是属于启发性的,当时缺乏足够的科学实验根据。其中有一些见解为其著作出版后十几年来的研究工作所证实,有的成为其后有关科学家的研究方向。

1951年在法国巴黎召开的世界性的大会上讨论了控制论,维纳等一些美、英、法控制论专家出席了大会。1956年召开第一届控制论世界大会(The First International Congress on Cybernetics),会上产生成立国际性控制论组织的想法,以促进、协调和交流控制论的跨国研究和应用。于是在1957年产生了国际控制论协会(The International Association for Cybernetics,IAC),这是被联合国教科文组织所承认的并与之交换信息的机构。维纳当选为这个协会的第一任主席。出版会刊《控制论季度评论》(*Quarterly Review Cybernetica*)。

20世纪70年代初,又成立系统和控制论世界组织(The World Organisation of Systems and Cybernetics,WOSC),每三年召开一次学术会议,出版期刊 *Kybernetes*。后来这个组织改名为"一般系统和控制论世界组织"。

设在美国的著名的国际性学术组织"电气与电子工程师协会"(IEEE)下属有"系统、人类和控制论"专业委员会(Systems,Man,and Cybernetics Society),每年召开一次以"系统、人类和控制论"命名的国际学术会议,并在协会的会刊(Transaction of IEEE)中有一分册也以此命名。每两年还召开一次"控制论和智能系统"的国际学术会议。此外,在美国还有美国控制论学会(American Society for Cybernetics,ASC)的控制论著名学术组织,出版季刊《控制论与人类认知》(*Cybernetics and Human Knowing*)。

《控制论》问世几年后,维纳就提出控制论可能应用到社会系统。然而,社会系统的观察者(observer)也是社会反馈系统输入变量的设定者、动作器(者)(actor)(图1-3)。他在试图研究和理解一个社会系统时,是无法将自己与系统分离开来的,

也无法阻止自己对系统产生影响。早期的控制论学者认为观察者处于系统之外。20 世纪 70 年代中叶美国 H.冯·福尔斯特(Foerster)创立二阶控制论(Second-order Cybernetics),认为观察者处于系统之中。这对研究社会、经济和管理对象十分重要,使控制论进一步得到发展。

60 年来控制论在广大学者的研究、应用、实践下有着迅速的发展,已经形成了多个分支:工程控制论、生物控制论、经济控制论、社会控制论、自然控制论、军事控制论以及派生的管理控制论等。

1.2　维纳的《控制论》

1.2.1　《控制论》名著简介

维纳定义"控制论"为研究生命体、机器和社会的内部或彼此之间的控制和通信的科学。这里生命体是指生物,包括人在内;机器是指人造的工程系统,如防空导弹的制导系统(图 1-7);而社会是指有组织的实体,如人口、国民经济等。控制论研究被控对象的控制和通信,这两者之间存在着不可分割的关系,而核心问题是信息的传播、处理、存储和利用。人控制机器或者计算机控制机器,都是一种双向信息流的过程。有效的控制必然是这样一种双向信息的流动过程,这就是说,一定要有反馈。反馈具有能用过去行为来调整未来行为的性能。

系统中的变量,常常具有随机性,因此需要用随机过程来加以描述,换言之,要用统计学的时间序列方法来处理。

人们获取信息和利用信息的过程就是对外界环境中的种种偶然性进行调节,并且在这个环境中有效生活的过程。因此,信息与反馈是与"适应"有联系的。反馈也可以是比较高级的,即过去的经验不仅用来调节特定的动作,而且还用来调节行为的全盘策略。因此,信息与反馈是与"学习"有联系的。此外,生命体在发展过程中通过与环境的双向信息流动,不断"进化"。信息与反馈是与"进化"有联系的。

维纳的著作中提到现代"自动机"(automata)是有别于一般自动化机器的更为广泛的概念。它具有输入设备、输出设备和中央处理器(或控制器),因此,它包括工程的控制系统、神经生理的神经网络动态模型和生物体的生长发育模型等。

控制论认定,自动机(控制系统)的作用就是以某种智能的方式从外界提取必要的信息(称为输入),按一定的法则由中央处理器进行处理,产生新的信息(称为输出)反作用于外界,以达到一定的目的。这里输入、输出既可以用以表示行为,也可以表示信息。输入、输出变量间的函数关系,就是系统的数学模型。根据系统输入、输出变量建立系统模型的方法,称为"黑箱"方法。不同程度的自动化采用不同程度的信息技术;或者,在什么样的信息技术平台上实现什么样程度的自动化。这是自动化水平和信息技术的关系。

控制论强调将一个学科中已经发展得比较成熟的概念直接应用到另一个科学

领域,促进其发展,而且可以采用"功能类比"的方法得到许多新的启发。既然在生物体内发现可以与机器相类比的体内稳态和基于反馈的血压等自动调节系统,那么,根据生物体的自组织、自繁殖、自学习能力和具有智能的特点,反过来相类比地又如何创建和设计具有"自组织"、"自繁殖"或"自学习"能力的智能机器。后者是指能直接处理图形、图像、自然语言等形式输入,并具有充分知识、良好推理能力、能增长知识的知识型信息处理系统或智能计算机。

如1.1.3小节所述,维纳1948年出版的《控制论》的著作是一本阐述控制论的理论和它在各方面应用的综合性、概论性、跨学科的专著。书中叙述怎样把机械和电器元件组成稳定的、具有特定性能的自动控制系统;怎样用统计方法研究信息的传输和加工;如何用控制论研究人的神经和大脑的活动,研究生物的适应和繁殖机制。书中对于控制论诞生过程的历史叙述,对如何发展边缘科学有一定方法论上的意义。它各章的主要论点如下:

《控制论》第一章"牛顿时间和柏格森时间"(柏格森,H. Bergson,法国哲学家)里,维纳从信息的观点分析了现代自动机(即工程的控制系统)的主要特点,指出它是通过接收印象和完成动作与外界联系的。自动机包括感受器(即传感器或敏感元件)、动作器(即执行元件),而在生物体内与它们相当的神经系统的器官,宜于用生理学的术语来描述。因此可以用一种理论把它们和生理学的机理概括在一起。维纳还阐明信息处理的本质特征,指出自动机的理论是一个统计理论。这样,他抓住通信和控制系统的共同特点,并将它们与生物的控制机构进行类比,建立了控制论。他通过对牛顿力学的相对性、局限性的分析,指出统计的、进化的观点正在渗透到科学的各个部门。

《控制论》第二章"群和统计力学"里,维纳分析、批判了美国物理化学家、统计力学的奠基人W.吉布斯(Gibbs)的古典统计力学。他认为它不能用来研究控制系统,因为它不是一个孤立的系统,特别是通过自己的反馈机构可以减少系统的"无序程度"。为了给这种系统建立一种统计理论,维纳在第三章"时间序列、信息和通信"里提出了时间序列的统计力学问题,电话通信中电线上随时间变化的电压序列就是这样的序列。他把通信和控制系统所接收和处理的信息看作一个时间序列,他提出在统计上平稳的时间序列的各态历经性和有关时间序列的预测问题。这方面的理论导致他在预测飞机轨迹上得到创新性成果,并在高射火炮的自动控制以命中高速飞机上作出贡献。

在《控制论》第四章"反馈和振荡"和第五章"计算机和神经系统"里,维纳结合对反馈系统的稳定性和计算机的记忆、运算和控制装置的特点的分析,讨论了神经系统活动的某些机制和病理学问题。

在《控制论》第六章"完形和普遍观念"中他利用从电视扫描引申过来的群扫描的概念和多级反馈系统的概念,讨论了视觉生理的某些问题和用一种感官来弥补另一种感官的缺陷问题。在第七章"控制论和精神病理学"中维纳结合对电子计算机工作可靠性的讨论,从控制论的观点设想了某些精神病理学现象的可能机制。

在《控制论》最后一章(第八章)“信息、语言和社会”里,他试图运用控制论的观点去分析社会发展的一些根本问题。维纳谈到了自动化的社会后果,表示了他对自动化技术用于战争和生产自动化带来的失业的担忧。其中有的见解后来引起了争论,例如,社会生活中的通信工具这样一个技术性问题被提到不恰当的高度,他用来去研究社会的发展。

1961年出版了《控制论》的第二版。在新增加的第九章“关于学习和自生殖机”和第十章“脑电波和自行组织系统”中,维纳根据生命系统特有的机理,提出了制造学习机、自繁殖机和自组织机的科学预测与有关技术问题。维纳预见到随着计算机科学的发展,人类将创造出模拟各种生命现象的自动机,制造出模拟和放大人脑功能的智能机。

几年后,1950年维纳在出版的《人有人的用处,控制论与社会》(*The Human Use of Human Beings, Cybernetics and Society*)小册子中,着重论述了通信、法律、社会政策等与控制论的联系,进一步认为控制论在社会系统中应用的可能性已经出现。

该书的主题在于阐明人们只能通过信息的研究和社会通信设备的研究来理解社会;阐明在这些信息和通信设备的未来发展中,人与机器之间、机器与人之间以及机器与机器之间的信息,势必要在社会中占据日益重要的地位。后述的观点引起较多的争论。

“控制论能应用于社会”的观点,特别是对于当时开始出现的“社会控制论”和“经济控制论”,曾在一段时间内受到苏联等国有些科学家获有官方支持的批判。事实上,无论资本主义国家或社会主义国家的政府都在自觉地或不自觉地依据控制论的思想在努力控制国民经济和社会的发展,并取得成效。例如,美国在20世纪20年代末的世界经济大萧条后对国民经济即进行适度的控制;在我国则对国民经济实行适度的宏观调控以保证全社会的协调、持续和和谐发展。

1963年维纳与J.谢德(Schade)合编《神经、大脑和记忆模型》(二卷),1964年又合编《神经控制论》和《生物控制论进展》(三卷)。

显然,控制论具有明显的跨学科性。维纳在其著作中的一些见解,为控制科学、生物学、生理学、化学以及社会与经济学、生态学、环境学科、资源学科等的研究开辟了一条新途径,产生了极其巨大的影响。尤其是在社会与经济学的领域中,引起了革命性的变革。

1.2.2 “三论”与控制科学

自动调节(控制)系统由如图1-3所述的各环节、部件组成,按反馈原理进行控制。反馈控制是一种最基本的控制原理,要求根据误差信息通过一定的控制算法形成控制作用。所以在自动控制系统中有着信息的测量(提取)、处理(加工和变换)和信息的传输、存储及利用,并最终形成控制作用(也是一种信息)。从以上叙述中可以看出系统、信息和控制的关系。例如在1.1.2小节中讲述的“比例积分微分”调节

器就是利用“比例积分微分”控制规律(见第3章),这是一种控制算法;而对误差信息的采样及模数转换、数模转换等就是对信息的处理,以计算机程序来实现PID控制规律就是另一种控制算法。

这里必须说明:“控制论”不等于“控制理论”或“自动控制理论”(automatic control theory)。控制论是研究动物、机器、自然和社会等系统中控制、反馈和通信的共同规律的科学;而控制理论是在控制论出现之前将通信、控制和反馈应用到工程和物理系统,所形成的对自动控制系统一整套分析、设计的数学理论和方法,又称为“伺服机构理论”。不过,一般都认为,“控制论”的一个分支“工程控制论”就是“控制理论”。

60年来控制论中的反馈概念已经发展成为一种处理问题的方法,称为反馈方法。其含义是将系统的结果(输出)的一部分,经过处理后再送到系统的输入端,以调整系统的再输出。用维纳的话来说,就是根据过去的操作情况去调整系统未来的行为。反馈方法已经成为人们观察和处理问题的重要思维和方法之一。

信息(information)是指符号、信号或消息所包含的内容,用以清除对客观事物认识的不确定性。信息普遍存在于自然界、人类社会和人的思维之中。人们通过分析系统中信息的流向、变换、加工认识到系统中每个元件的作用、功能和构成,以及必要时加以人为的处理以达到人们的目的。信息论(information theory)早已形成一门独立的学科,公认是以1948年美国学者C.香农(Shannon)发表的著名论文《通信的数学理论》作为标志。他创始的信息论,是研究信息传输和信息处理系统中一般规律的科学。维纳在《人有人的用处,控制论与社会》一书中提出更为广泛的信息概念,他写道:“信息是我们适应外部世界并且使这种适应为外部世界所感应的过程中,同外部世界进行交换的内容和名称”。可见,他认为信息是人、动物或机器等系统与外界联系的一种形式。

信息论的意义和应用范围已越出通信和工程中控制的领域,自然界和社会中有许多现象和问题,如生物神经的感知系统、遗传信息的传递等,均与信息论中研究的信息传输和信息处理系统相类似。信息论实际上已从原来的通信领域广泛地渗入到自动控制、信息处理、系统工程、人工智能、生物、生理等领域,这就要求对信息的本质、信息的语意和效用等问题进行更深入的研究。

自动控制系统是动态系统的一个典型代表,“系统”的概念和定义将在第2章中阐述。而“系统”本身又是“系统论”(systems theory)这个学科研究和应用的对象。在控制论中作为研究对象的是控制系统,以示与一般系统有所区别。

“系统论”是研究系统的结构和功能(包括演化、协同和控制)一般规律的科学,其研究对象为各类系统。根据组成系统的元素和元素种类的多少以及它们之间复杂的程度,把系统分为简单系统与巨系统两大类。简单系统是指系统的元件比较少,它们之间的关系比较单纯,如某些非生命系统或工程系统;巨系统(huge system)是指组成系统的元素的数目非常庞大的系统。如果组成系统的元素非常多,但元素种类比较少且它们之间的关系比较简单,这类系统称为简单巨系统,如激光系统。

如果组成系统的元素不仅数量大而且种类也多，它们之间的关系又很复杂，并有多种层次结构，这类系统称为复杂巨系统，例如人体系统和生态系统。这两类系统中，元素之间关系虽然复杂，但还是有确定规律的。另一类复杂巨系统是社会系统，组成社会系统的元素是人。由于人的意识作用，系统元素之间的关系不仅复杂而且带有很大的不确定性，这是迄今为止最复杂的系统。复杂系统、巨系统都是控制论研究的重要对象。

系统论的任务从根本上来说有两个方面：一个是对系统内部规律的认识，另一个是在认识规律的基础上如何控制系统。后者是将控制论的思想引入到系统。

控制论是综合性、边缘性、基础性的科学。尽管一般系统具有质料、能量和信息三个要素，但控制论只着眼于信息方面，只研究系统的行为方式。它和“系统论”、“信息论”一起俗称“三论”，与控制科学和工程学科密切相关并是其理论核心。而本书的任务就在于传播、推广控制论思想，并将它的概念、思想、方法和在各个分支中的应用作一个简单的介绍，以便在实际问题中使用和实践这种思想并能促使所研究的问题得到妥善解决。

以“三论”为代表的新兴学科及其所孕育的科学方法论，是 20 世纪以来最伟大的科学研究理论成果之一。它的崛起为人类认识世界和改造世界提供了新的有力的武器。

1.3　控制论的哲学思考

控制论只着眼于系统的信息和控制方面，研究系统的行为方式。但是，研究物质世界信息和控制方面的控制论无论具有多大的普遍性，相对于哲学而言，也是一种专门的科学。这是因为，哲学研究的是一切物质动态系统在质料、能量与信息方面的普遍联系；而控制论研究的则是这些系统在信息和控制方面的联系。控制论应用数学模型，对这种联系进行精确的定量描述，有助于丰富和发展马克思主义哲学。在对控制论的普遍性所作的哲学评价中，曾经出现两种不正确的倾向，一种倾向把控制论的原理方法单纯限定在对于动物和机器的研究范围里，否认它们在其他专门科学研究中的重要意义，漠视它们对于发展马克思主义哲学的促进作用；另一种倾向则是夸大它们的普遍有效性，试图用它们代替其他专门科学研究的原理和方法，把控制论抬高到哲学的地位。

控制论横跨技术、生物、社会和思维等领域，运用统一的科学语言、概念和方法处理这些领域中的问题。它不仅在自然科学和社会科学的许多学科中获得了广泛应用，使自然科学奔向社会科学的洪流更加强大，促进着社会科学的数学化，而且在这些运用中形成了自己的体系，成长出新的跨界学科，如工程控制论、生物控制论及自然控制论、社会经济控制论和认知控制等。这些新学科已经成为控制论科学体系的四大分支，分别与技术科学、自然科学、社会科学和思维科学密切联系起来。从研究信息的横断面来看，它们在整个科学体系中的关系可用图 1-8 来说明。图的中心

是“控制论”。这是哲学家眼中的控制论科学体系。

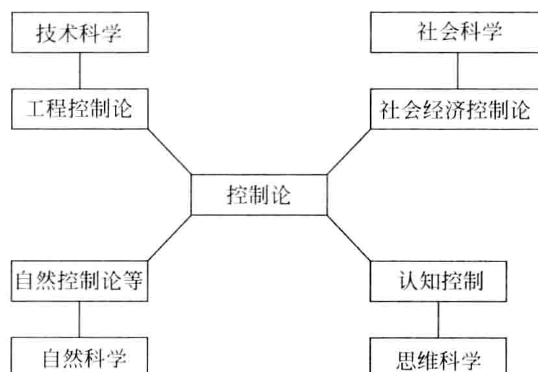


图 1-8　哲学家眼中的控制论科学体系

在控制论取得光辉成就的同时也引起哲学上的一系列争论，控制论的哲学问题涉及以下三个主要问题。

1. 黑箱方法

黑箱(black box)方法是控制论的一个重要方法，也是哲学方法论所要探讨的一个重要问题。所谓黑箱是指那些具有某种功能而内部结构不清楚的系统。从外部观测这类系统的输入变化所引起的输出响应，分析系统的动态过程，推断系统的行为，就是黑箱方法。应用这种方法，可以不涉及复杂系统内部的具体结构，而将这类系统简化为仅具有输入($x_1, x_2, \cdots, x_n$)和响应($y_1, y_2, \cdots, y_m$)的简单系统(图 1-9)。找出输入-响应的定量关系，就是给这个简化系统建立数学模型，以便从已知的输入变化预测输出响应，从而从整体上了解系统的一定功能。

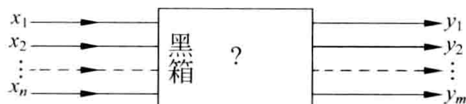


图 1-9　黑箱

在《控制论》中，维纳认为从哲学的观点上讲机器是能“自繁殖”的，就是说利用黑箱方法能复制出系统的具有同样功能的模型。

然而，系统和模型到底是什么关系？对具有同样输入-响应的系统和模型，不能等同起来，因为不论怎样研究黑箱的行为，除非打开黑箱，都不能准确地判断其内部的结构。原有的复杂系统和给出的简化模型具有同构关系：两者在某种功能方面是相同的，但这不等于两者完全相同。

采用黑箱方法却可以从功能上模拟人脑。现在以电子计算机为支持手段的人工智能，基本上还是这种功能模拟。然而，结构与功能是辩证统一的，如果能从结构和功能两个方面模拟人脑，则将会进一步“放大”人的智力。

2. 机器与思维

在《控制论》中，维纳肯定机器能够学习。然而计算机模拟人脑的功能究竟能达到何种程度？或者说，“机器能够思维吗？”这是控制论中的一个重要哲学问题，它涉及思维与物质的关系这一哲学的基本问题。

关于机器能否思维，解决这个问题的正确原则有：(1)要承认人的思维是物质发展的最高产物，是人类社会实践的结晶。它与机器智能有质的差别，如果否认这种差别，则会重犯机械论的错误；(2)要承认机器模拟人脑功能有着广阔的发展前景，人脑及其思维活动是科学可以逐渐把握的对象，人为地划定这样或那样的界限，都会犯不可知论的错误。

3. 信息的本质

这是控制论中另一个重要的哲学问题。信息究竟是物质还是精神，或者是与这两者并列的“第三种东西”？这涉及唯物主义和唯心主义两个基本哲学派别的划分。因此，需要对信息作具体分析。一方面，信息离不开物质载体，但它本身不是物质，而是物质的结构、状态和属性的表征，是物质系统有序性的标志。把信息归结为物质的观点是不能成立的。另一方面，信息是处于各个不同发展阶段的物质系统的组织程度，只有最高级的物质系统的信息才体现出主观性。把全部信息都概括为精神的观点也是站不住脚的。有观点认为信息既非物质又非精神，而是与物质和精神并列的“第三种东西”，并断言信息概念消灭了唯物主义与唯心主义的根本对立，这种观点也是错误的。信息概念有助于揭示从无感觉物质到有感觉物质的过渡，揭示从物理反映到意识反映的不同水平，从而更确凿地阐明意识从物质派生的过程，而决不会消除唯物主义与唯心主义的对立。

1.4 控制论在国民经济发展中的作用与地位

控制论的理论、概念和方法在计算机技术的支持下，已经远远超越了60多年前主要为工业生产和军事装备服务的范围，广泛应用到政治、军事和社会科学的各领域，往往能引导出令人意外的新发现。最近25年来，控制论、信息论和系统论对国际社会、政治和法律事务等领域产生过强大影响，其中人口学的发展可能是有代表性的。20世纪80年代以来，控制论专家广泛介入人口发展过程的研究，对人口系统稳定性和控制规律取得了意想不到的新突破，找到了人口系统稳定性的准则和从常规人口统计数据中计算这个准则的方法。中国政府依据这一理论，制定了中国的计划生育政策。只要坚持当前的政策，二三十年后中国的人口将停止增长。中国不会发生西方所喧嚷的人口“爆炸”。

国务院发展研究中心和国务院的部、委所属研究或“智囊”单位，以及全国一些社会与经济控制论研究单位和学者为我国的国民经济和社会提供了多种不同用途、

不同观点的宏观经济数学模型,保证经济的高速和平稳发展,以及出现"过热"迹象时提出了宏观调控对策,使经济系统能"软着陆"。我国科学家还将控制论应用于我国能源、水资源和生态环境等领域,取得了有益的研究成果。

《控制论》发表60年后的今天,控制论和工程控制论所推动的自动化技术发生了翻天覆地的变化。由于微电子和计算机技术的迅速进步和普及,自动控制技术已彻底改造了制造业、交通运输和第三产业。在今天的社会生活中,自动化装置更是无处不在。制造(加工)、过程工业已接近全面自动化;医疗器械和仪器的自动化程度日益提高;自动化装置已开始应用于农业现代化和广泛进入楼宇、办公室和家庭;机器人已经在农业上加以应用。21世纪我国农业现代化的出路在于机械化、自动化、信息化和产业化。

21世纪控制论及其率领的自动化技术和信息论率领的信息技术,以及系统论率领的系统工程技术仍将是高技术前沿,继续是推进新技术革命的核心力量。制造业和第三产业仍然是它取得辉煌成就的主要领域。提高全社会的生产力,大规模发展自动化的制造业和第三产业,实现农业现代化。在高速、平稳和持续发展的同时,通过控制论指导下正确决策构建资源节约型和环境友好型的和谐小康社会。

扩大控制论的应用范围,适应21世纪的社会需求将会是不可避免的另一个发展趋势。为解决我国面临的重大社会问题和全球性问题,如防止金融、财政危机和经济大起大落、保证持续平稳和较快发展、控制人口增长、节约资源和能源、保障社会安全和和谐性、保护生态环境、缓解城市交通堵塞、预测和控制全球气候变暖等这些大系统、巨型复杂系统问题,在生命科学和人工智能的推动下,控制论和自动化领域出现了提高控制系统"智能"的强大趋势。智能控制的方法已经广泛、成功地应用于工业过程、机器人和一般系统的控制上。

在20世纪60年代"军事控制论"(Military Cybernetics)一词已很快出现在苏联和东欧各国。将控制论的思想和方法应用于军事指挥和武器控制,大大提高了军事自动化的水平。控制论和信息论中的现代控制理论、信息化技术、模式识别、仿真技术、人工智能、机器人以及系统工程等,已逐步成为现代军事技术的核心,并且正在向军事领域中的各个方面渗透,深刻地改变着现代战争的技术手段和格局。未来战争也将是信息化的战争。军事上的自动化、信息化涉及范围很广,当前主要有以下四个方面:(1)武器装备的信息化、智能化基础上的精确制导;(2)军事指挥系统的网络化、信息化和自动化;(3)作战、训练仿真模拟化;(4)军事决策科学化。在高技术和局部战争的条件下,联合战役战场的信息与控制问题,以及未来数字化、信息化战场的控制问题,是军事控制论中两个非常重要的问题,也是我国军事领域的控制论学者们正在研究的问题。

1.5 本书结构

本书分为三个板块:控制论的基本概念篇、控制论的基本方法篇和控制论的应用分支篇。

控制论的基本概念篇由第 1 章绪论和第 2 章基本概念组成。

控制论的基本方法篇由第 3 章经典控制理论与方法、第 4 章非线性系统控制方法、第 5 章现代控制理论与方法、第 6 章人工智能方法与技术和第 7 章智能控制方法组成。

控制论的应用分支篇由第 8 章工程控制、第 9 章生物控制、第 10 章社会经济与生态、环境及农业控制以及第 11 章机器人与智能系统组成。在这几方面对控制论的应用作了简明的介绍和阐述。

附录 A 拉普拉斯变换简表、附录 B 矩阵初步和附录 C 随机过程简述供读者查阅。

1.6　小结

本章阐述控制论的发展简史以及信息技术的重要性。控制论是 20 世纪 40 年代末在自动控制广泛应用于工程系统(机器),通信技术和数学、物理、生物、生理(神经)、心理以及计算机科学等发展的基础上诞生的,主要创始人 N. 维纳为此建立了重大的科学功勋。

控制论迅速得到发展并形成多个分支:医学控制论、神经控制论、生物控制论、工程控制论、经济控制论、社会控制论、自然控制论、军事控制论以及派生的"管理控制论"、"人口控制论"、"认知控制"等,它们在国民经济和社会的发展中,特别是在中国人口控制和国民经济宏观调控上,起了极其重要的作用。同时控制论本身也得到了发展。

控制论、信息论和系统论在一起称为"三论",孕育着新兴的科学方法论,是 20 世纪以来最伟大的科学研究理论成果之一。"三论"的崛起为人类认识世界和改造世界提供了强有力的新武器。

最后,总结一下控制论的方法论是十分必要的。它强调对不同部门的系统进行信息分析,确定输入、输出和研究信息的处理、加工内容及过程;对系统进行闭环和反馈及其因果性质的分析;通过"黑箱"和功能模拟方法建立系统的模型,探讨系统的性能等;采用计算机进行仿真研究;采用类比的方法引进其他部门系统中有用和有益的思想,如进化、适应、自繁殖、自组织、智能、最优化等来控制系统以制造、培育、创建出能满足人们需要更好的新机器(新人造系统)。

习题

1.1　何谓"自动化"?何谓"信息化"?

1.2　"控制论"的思想是在什么时候和在什么基础上发展起来的?

1.3　控制论的定义是什么?

1.4　如何应用反馈思想来分析"实践"、"理论"、"实践"等的公式?控制论思想引起哲学上哪几方面的争论?双方的观点是什么?

1.5 试列举控制论在国民经济建设中的作用。

1.6 控制论的方法论是什么?

参考文献

1. 万百五. 中国古代自动装置. 见:中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会主编,中国大百科全书"自动控制与系统工程卷",北京:中国大百科全书出版社,1991,589~591
2. 万百五,韩崇昭,蔡远利. 自动化(专业)概论.(第3版). 武汉:武汉理工大学出版社,2010
3. 陈中基. 中国古代系统思想. 见:中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会主编,中国大百科全书"自动控制与系统工程卷",北京:中国大百科全书出版社,1991,588~589
4. 万百五. 我国古代在自动调整系统方面的成就(补遗). 西安交通大学学报,1964,(4):18~125
5. 万百五,凌维侯. 自动化技术史. 见:中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会主编,中国大百科全书"自动控制与系统工程卷",北京:中国大百科全书出版社,1991,611~619
6. 刘文江. 控制论. 见:中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会主编,中国大百科全书"自动控制与系统工程卷",北京:中国大百科全书出版社,1991,263~265
7. 王行愚. 控制论基础. 上海:华东化工学院出版社,1989
8. 维纳 N.(郝季成译). 控制论(第二版). 北京:科学出版社,1963
9. 维纳 N.(陈步译). 人有人的用处,控制论与社会. 北京:商务印书馆,1978
10. 赵生才. 控制论与科学技术革命——香山科学会议第110次学术讨论会报道——(1998年12月22日至23日),www.xssc.ac.cn/Web/ListConfs/ConfBrief
11. 宋键. 控制论和系统科学与中国有不解之缘. 系统工程理论与实践,1998,(1):4~7
12. 童天湘. 控制论哲学问题. 中国大百科在线全文检索 www.baicle.com:8080/cp/resource/articles/
13. 冯国瑞. 系统论、信息论、控制论与马克思主义哲学. 北京:北京大学出版社,1991
14. 金观涛,华国凡. 控制论与科学方法论. 北京:新星出版社,2005
15. 万百五. 控制论创立六十年. 控制理论与应用,2008,23(4):597~602
16. 万百五. 二阶控制论及其应用. 控制理论与应用,2010,27(8):1053~1059
17. 万百五. 社会控制论及其延展. 控制理论与应用,2012,29(1):1~10

第2章 基本概念

2.1 控制论系统

1948年，美国数学家N.维纳的《控制论》(*Cybernetics*)一书问世[1]，把"控制论"定义为动物和机器中控制和通信的科学。经过六十多年的发展，控制论不仅涉及自然科学和工程技术的各个方面，也渗透到社会经济的诸多领域，已经成为自然科学和社会科学方法论的经典思想。钱学森于1954年在美国出版的《工程控制论》一书，是该领域最具权威性的学术著作之一，有着非常广泛的影响。

控制论的基本思想就是把动物(生物或生态)和机器(工程对象)加以比较，发现共同存在着对信息的提取(传感)、交换(通信)和利用(支配或控制)的过程，特别是信息反馈成为动物和机器进行调整以适应环境的共同规律。

控制论提供一种方法论，它研究的对象是各种各样的系统，包括生物体、生物群、机器装置类的工程对象、人类社会、经济实体等。这些系统从控制论的角度可以统称为控制论系统。研究的方法是借助工程中的自动控制理论形成反馈控制、建模等工程概念，用以解决信息的传输和利用问题，或者说对系统施加控制，使得系统行为按人们预期的目标发展。

控制论系统与其他相关学科的关系如图2-1所示。

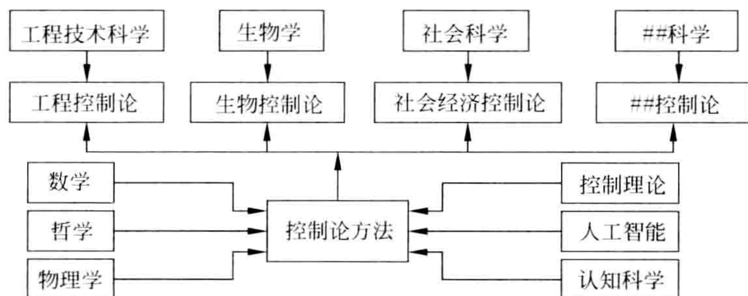


图2-1　控制论系统与其他相关学科的关系

所谓系统(system)是指由相互关联、相互制约、相互影响的一些部件组成的具有某种功能的有机整体。对于一个具体的系统,其以外的部分称为环境,系统与其环境的分界称为系统边界。环境对系统的作用称为系统输入,系统对环境的作用称为系统输出。随着科学技术的发展,出现了越来越多的大型复杂的人造工程系统,同时系统的概念也包括自然界的生态系统、生物系统,乃至社会经济系统。一个系统也可能不只是一个组成部分,则称其为原来系统的子系统。而由许多子系统构成的系统称为复杂系统。

一个系统的行为可以用一阶微分方程或一阶差分方程来描述。简单地说,如果它是线性方程(满足可加性与齐次性),则此系统称为线性系统;否则称为非线性系统。

2.2　控制与调节

控制理论(control theory)产生于控制论诞生之前,这是研究对很大一类工程对象或系统施加控制信号,使其达到预期目标的一门技术学科。在本书中称为工程控制论。

所谓控制(control)是指为了改善系统的性能或达到某个特定的目的,通过对系统输出信号的采集和加工而产生控制信号施加到系统的过程。在通常情况下,系统可以分为不可控系统和可控系统两大类,前者是指无法进行人工控制、干预的系统,后者是指可以进行人工控制、干预的系统。人们讨论的控制系统一般是指可控系统,它由控制部分和被控对象组成。控制部分一般由传感器(sensor)、控制器(controller)和执行器(actuator)组成。传感器用来采集信息,并把它变换到合适的形式,传送到控制器。控制器用来加工信息、产生控制信号,这是控制系统的核心。执行器则将控制器产生的控制信号进行放大和变换,以此产生控制作用,最终施加到被控对象上。通常把控制器对量测信息(系统输出信号)加工成控制信号的方法称为控制算法(algorithm),设计和实现控制算法是控制理论中最重要的研究课题。控制系统的简单结构如图2-2所示。

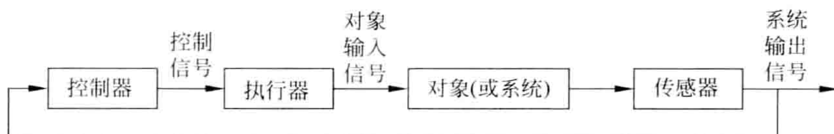


图2-2　控制系统简单结构图

控制系统的输出也称为系统响应。一般情况下,控制的目的使得系统输出信号跟随某个设定的信号进行变化,称为跟随或伺服控制问题。如果要求系统输出信号保持在某个设定的固定值附近,则称为调节控制问题,简称为调节(regulation)。在工业控制系统中,诸如温度、速度、压力、液位等参量的控制问题,大都属于参量保持恒定或

在给定范围之内的调节问题。因而早年的经典控制理论也称为自动调节原理。

在把控制理论用于社会经济系统时，对象往往是一个复杂的社会经济系统，而把施加于系统的作用通常称为行动方案(action)，把类似于控制器对各种信息进行加工形成决策信息的过程称为决策(decision making)，这是对若干准备行动方案进行选择的过程。

2.3　进化与适应

生物系统与无生命人造系统的重要区别之一，就是它具有进化或称演化(evolution)的功能。在其生殖过程中，遗传物质发生重组和突变，使亲代和子代之间，以及子代不同个体之间出现变异的现象称为进化。经过了许多世代之后，自然选择能使有利于生存与繁殖的遗传性状变得更为普遍，并使有害的性状变得更稀有。这种使得物种生存更适合所处环境的变异，产生了所谓"适应(adaptation)"的效应。进化与适应的过程本身是与信息的传递和反馈有联系的。

与维纳同时代的另一位控制论大师和先驱 R. 阿什比(Ashby)，是《大脑设计》(1952)(第二版改名为：《大脑设计：适应性行为的起源》(1960))和《控制论导论》(1956)两书的作者[2,3]，曾对适应的机制作过精辟的论述。在这些大师们看来，控制论不仅认为可以把对机器的反馈控制和通信概念应用到生物系统与社会经济系统，而且也可以将诸如进化、适应等生物学概念，反过来运用到工程系统中来。在工程系统中，现在一般提到的是自适应性(self-adaptation)。所谓自适应，一般是指当环境发生变化或系统受强干扰时，系统能够自主改变控制器的结构或参数，使之适应这种变化以保持系统的基本性能，从而在新的环境下继续发挥作用。20 世纪 50 年代工程控制论学者就开始建造有自适应性能控制系统的一些尝试，现在自适应技术已经相当成熟，应用相当普遍。例如，当飞行体在作长途飞行时因高度改变引起空气动力学性能的改变，以及因燃油的消耗其质量和重心会发生改变，飞行控制系统就会自适应地改变控制系统的结构或参数，以达到稳定飞行的目的。

社会经济系统中也有适应性问题，面对消费者爱好的变动、原材料价格和品种的变化、国际市场外汇价格的波动和同类产品的竞争等，工厂生产的产品必须具有适应性能，不仅数量上，而且品质上都要有适应性变化。同时中国社会经济在改革开放的政策下由中央计划经济演化成社会主义的市场经济，以适应解放生产力和发展经济的要求。

2.4　反馈原理

一般情况下，控制系统分为开环控制系统和闭环控制系统两大类。所谓开环控制系统，是指控制器形成控制信号时不依赖于系统输出信号，这是一种"不计后果"的主观控制方式，但对一些具有明确先验知识的系统仍然具有很好的控制效果，其

结构如图2-3所示。但是,大多数控制系统的控制器在形成控制信号时要依赖于系统输出信号,这是一种"顾及后果"的客观控制方式,称为闭环系统,其结构如图2-2所示。

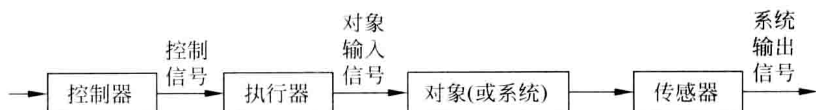


图2-3 开环控制系统

所谓反馈(feedback)是指将系统的实际输出和期望输出进行比较,形成误差,控制器在形成控制信号时要依赖于这个误差信号,反馈控制系统的结构如图2-4所示。

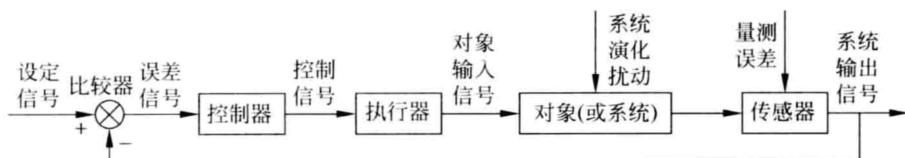


图2-4 反馈控制系统

开环控制系统,必定是程序控制系统,它按事先规定的顺序或逻辑进行控制,其响应严格地由描述系统行为的数学模型、系统输入和初始条件所确定。对于反馈闭环系统而言,一般情况下并不严格地依赖于系统的数学模型,而对于设定信号和控制器参数的依赖程度是很高的。这两种控制方式在实际中都有广泛的应用。

实际上,反馈对于一切自然系统、生物系统和社会系统具有普适性。例如,人和动物在行进中要不断地目视目标,不断地消除偏差,直至达到目的地。市场对于物价与其价值的偏差不断进行纠正,使得物价基本上在其价值的上下进行波动。实际上,反馈的过程是信息传递和误差消除的过程,这是一种最基本的控制方式。

如果反馈信息(系统实际输出)使得系统输出的误差逐渐减少,则称为负反馈;反之,称为正反馈。负反馈是反馈的基本形式,而在某些特殊情况下,正反馈也是十分有用的。

通过闭合负反馈环路,可以获得几个重要的特征:可以使系统稳定(最重要的特征);可以使系统具有鲁棒性(robustness),即减小了系统输出对系统参数变化(系统元件老化,或系统内部干扰)的敏感度,减小了系统对量测误差(量测噪声)的敏感性;可以使系统具有抗干扰能力,即减小了外部干扰对系统输出的影响;可以改善系统输出的响应性能。

2.5 系统模型与信号流图

现代科学最重要的标志之一是用数学工具来描述和分析所研究的问题。在工程控制论中,一般用以描述系统的数学工具是一阶微分方程或一阶差分方程。其中

用一个变量表示时间，分别用不同的向量表示系统的状态变量、控制输入变量、系统输出变量、系统演化的随机干扰和输出量测噪声等，同时用不同的映射表示状态演化映射和输出映射。此处所谓状态变量，是一组用来刻画系统行为的变量，一般情况下具有所谓马尔可夫(Markov)性，即具有总结系统以往运动特征的性质，其未来的状态变化只依赖于当前的状态值和未来施加于系统的控制输入，而与系统以往运动的过程如何达到当前的状态无关，同时联系系统的控制输入和系统输出。

如果状态演化映射和输出映射都是线性的，即满足可加性和齐次性，则称这个系统是线性系统，否则称为非线性系统。如果状态演化映射和输出映射都不直接依赖于时间变量，则称其为时不变系统，否则称为时变系统。如果状态演化映射和输出映射都不受外界干扰，映射关系是精确关系，则称其为确定性系统，否则称为非确定性系统，后者在明确受具有统计特性的外部干扰作用时称为随机系统。

当然，系统也可以采用高阶微分方程或差分方程来描述，但经过维数扩展仍然可以转换为一阶微分方程或一阶差分方程。

对于线性时不变系统，除了用微分方程或差分方程模型来描述系统之外，还可以用所谓传递函数来描述，传递函数是一种传统的描述工具，具有直观、简洁等特性。

信号流图是用来描述线性时不变系统的另一种模型。信号流图是由 S. J. 梅逊(Mason)提出来的，所以也称为梅逊信号流图。它利用图示法来描述一个或一组线性代数方程式，是由节点和支路组成的一种信号传递网络。所谓节点，表示方程式中的变量或信号，是所有进入该节点的信号的代数和，用“◦”表示。所谓支路，是连接两个节点的定向线段，信号在支路上沿箭头单向传递。所谓支路增益，表示方程式中两个变量的因果关系。图 2-5 给出了信号流图的示意图。

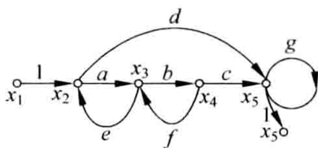


图 2-5 信号流图

关于信号流图的进一步解释有：

(1) 源节点(输入节点)：只有输出没有输入，一般代表系统的输入变量。

(2) 阱节点(输出节点)：只有输入没有输出，一般代表系统的输出变量。

(3) 混合节点：既有输入又有输出的节点。

(4) 前向通路：信号从输入节点到输出节点的传递中，每个节点只通过一次的通路。

(5) 回路：起点与终点在同一节点，且信号通过每一节点不多于一次的闭合通路。

(6) 不接触回路：回路之间没有公共节点。

通常用著名的梅逊公式计算输入节点与输出节点间的总增益(闭环传递函数)。

2.6 信息与通信

虽然当代称为信息时代，但有关信息(information)仍然没有一个统一的定义。如前所述，在控制系统中，关于信息的获取、交换和利用是至关重要的。

信息论是关于信息的本质和传输规律的科学理论,是研究信息的计量、发送、传递、交换、接收和储存的一门学科。信息论的创始人是美国贝尔电话研究所的数学家C.香农(Shannon),他为解决通信技术中的信息编码问题,把发射信息和接收信息作为一个整体的通信过程来研究,提出通信系统的一般模型;同时建立了信息量的统计公式,奠定了信息论的理论基础。1948年香农发表的《通信的数学理论》一文,成为信息论诞生的标志。1950年,控制论的创始人N.维纳认为,信息是人们在与客观世界相互作用过程中与客观世界进行交换的内容的名称。实际上,在科学发展史上,有关信息和信息论的研究始终是一个热点。现在有关信息论的理解可以分成两种:一是狭义的概念,二是广义的概念。狭义的概念是关于通信技术的理论,是以数学方法研究通信技术中关于信息的传输和变换规律的一门科学。而广义的概念则超出了通信技术的范围来研究信息问题,它以各种系统为对象,广泛地研究信息的本质和特点以及信息的获取、计量、传输、储存、处理、控制和利用的一般规律。广义的信息论也称为信息科学。关于信息的本质和特点,是信息论研究的首要内容。现在,人们可以把信息简单地理解为符号、信号或消息所包含的内容,反映人对事物的认识。

通信(communication)就是研究信息的传输和变换规律的一门科学,其内容包括通信领域内的基本理论和知识,各种通信技术包括无线通信、光波通信、多媒体通信等技术,也包括计算机网络通信等。

在工程控制论中,把可利用的信息分为两大类。一类称为先验信息,包括系统的结构和参数、环境对系统扰动的统计特性等。另一类称为实时信息,包括直到当前为止所能得到的历史的输入输出数据全体。何毓琦关于信息结构的研究[3]为控制系统设计提供了强有力的理论工具。所谓信息结构,就是在控制系统中获取实时信息的多少和利用信息的方式,一般分为经典信息结构和非经典信息结构两种。经典信息结构就是获取全部实时信息并完全加以利用,否则就是非经典信息结构。随着信息技术日新月异的发展,计算机网络通信已经成为普遍使用的工具。控制系统也面临着两个新的问题:一是计算机网络本身的控制问题,包括数据流的控制、网络安全控制等;二是基于网络的控制问题,即把网络作为介质进行数据采集和传输,并通过网络发送控制指令和控制信号,其中存在着不确定时间延迟等问题。如何有效地利用网络进行多传感器信息采集,这是传感器网络要研究的新问题。

随着网络化系统的飞速发展,新的理论和技术问题不断涌现,包括诸如通信模式的选择问题、多传感平台的时空一致性问题、联合决策与估计问题等。而这些问题反过来又为新的技术发展提供了理论基础和工具。

2.7 估计与识别

众所周知,一个系统不可避免地要受到外界的干扰,因而系统的状态一般是不可能精确量测的。这样,就存在着基于系统量测(输出)对系统状态进行估计

(estimation)的问题。

首先需要了解参数估计的一般理论。对于一个未知参数向量,量测是一个随机向量,一组量测构成了样本,对样本的统计量就称为对参数的一个估计量。利用样本对参数的估计量本质上是随机的,而当样本值给定时所得到的参数估计值一般与真值并不相同,因而需要用某些准则进行评价。如果所得估计量的数学期望等于真值,则称这个估计是对参数的一个无偏估计;如果所得估计量依概率收敛于真值,称其是对参数的一个一致估计量。最常用的参数估计方法有最小二乘估计算法、极大似然估计算法等。近年来还发展有期望极大化算法等。

对于控制系统而言,状态估计问题是一个动态估计问题,分为三种不同的类型。如果利用直到当前时刻的实时信息对当前的状态进行估计,称之为滤波问题;如果利用直到当前时刻的实时信息对未来的状态进行估计,称之为预测问题;如果利用直到当前时刻的实时信息对过去的状态进行估计,称之为平滑问题。仅仅就滤波问题而言,如果系统是线性的,一般可采用所谓卡尔曼(Kalman)滤波算法进行状态估计。由于相当多的系统不满足线性随机系统的条件,所以标准卡尔曼滤波算法并不适用。为此,针对非线性情况,早年就发展了所谓扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter,EKF)算法,即利用在线的线性化方法,把非线性系统在一个名义值附近进行线性近似,然后利用标准卡尔曼滤波算法进行一步滤波处理,然后递推实现在线滤波。近年来又发展了所谓 UKF 算法,用一组 σ 点来估计状态和方差,具有明显的效果;同时还发展了所谓粒子滤波(PKF)算法,具有重要的理论和应用价值。

模式识别(pattern recognition)是人类自然智能的一种基本形式。所谓"模式",就是指人类按照时间和空间中可观察的自然属性和认识属性对客观事物的划分,所谓"模式识别"就是依据某些观测获得的属性把一类事物和其他类型的事物区分的过程。例如,人们依据视觉、听觉、触觉等感官所接收的信息,能够正确认识外界事物,并能把一类事物与其他事物正确区分。

然而,现在研究的"模式识别"主要属于人工智能的范畴。随着 20 世纪 40 年代计算机的出现以及 50 年代人工智能的兴起,一种以计算机为工具进行"模式识别"的理论和方法便发展起来了,并迅速发展成为一门新的学科。

目前,模式识别的理论研究主要集中在两方面,一是关于生物体(包括人)感知客观事物机理的研究,这是生物学家、生理学家、心理学家、神经生理学家等的研究内容,属于认知科学的范畴;二是针对给定的任务,关于计算机实现模式识别的有关理论和方法研究,这是数学家、信息学家和计算机科学家的研究内容,属于应用信息科学的范畴。

用计算机实现的模式识别系统,一般由三个相互关联而又有明显区别的过程组成,即数据生成、模式分析和模式分类。所谓数据生成是将原始信息转换为向量,成为计算机易于处理的形式;所谓模式分析是对数据进行加工,包括特征选择、特征提取、数据维数压缩和决定可能存在的类别等;模式分类则是利用模式分析所获得的信息,对计算机进行训练,从而根据判别准则,以实现模式的分类。

现在通用的模式识别方法有两种,即统计模式识别方法和结构(句法)模式识别方法。所谓统计模式识别方法,就是对模式的统计分类方法,即结合统计概率论的贝叶斯(Bayes)决策系统进行模式识别的技术,又称为决策理论识别方法。利用模式与子模式分层结构的树状信息所完成的模式识别工作,就是结构模式识别或句法模式识别。

模式识别系统已经成功地应用于字符识别、语音识别、指纹识别、人脸识别、医学图像分析、工业产品检测等许多方面。然而,模式识别方法的研究目前仍然是针对具体应用对象的,至今还难以发展成为一种统一的模式识别理论与方法。

2.8　决策与对策

所谓决策问题,就是在某些条件的约束下,决策人从一切可能的策略中,按照某个准则选择最优策略的问题。所以,决策问题必须由决策变量(或策略)的集合、决策准则或称为目标函数、约束条件(等式约束或者不等式约束)和决策者等因素构成。

决策问题在本质上与控制问题是相通的。在工程控制论中,最优控制问题就是一种动态优化问题,而决策问题可以是动态优化问题也可以是静态优化问题。所谓优化问题,就是在等式或不等式约束条件下,对某个目标函数求极大或极小的问题。

静态决策问题的目标函数是一个线性或非线性函数,约束条件是线性或非线性方程或不等式。静态决策问题又分为确定性决策和不确定性决策两大类。所谓确定性静态决策问题,是指目标函数和约束条件中都是确定的函数、方程或不等式。确定性静态决策问题一般又分为线性规划问题和非线性规划问题。所谓线性规划问题,其中目标函数是线性函数,约束条件是线性方程或线性不等式;否则就是非线性规划问题。求解线性规划问题有所谓单纯形法等,而求解非线性规划问题有很多不同的方法,包括梯度法、共轭梯度法、变尺度法等。同时包含连续变量和离散变量的数学规划问题称为混合规划问题,求解比较复杂。不确定性静态决策问题比较复杂,主要是随机规划问题和决策树问题。

动态决策问题的目标函数是一个线性或非线性泛函数,约束条件是线性或非线性微分方程(差分方程)或不等式。动态决策问题也分为确定性决策和不确定性决策两大类。所谓确定性动态决策问题,是指目标函数和约束条件中都是确定的泛函数、微分或差分方程或不等式。确定性动态决策问题一般也分为线性动态优化问题和非线性动态优化问题。动态优化问题在本质上等同于最优控制问题。不确定性动态决策问题包含不确定变量,主要是随机变量或随机过程。求解动态决策问题一般采用极大值原理(maximum principle)把优化问题转换成两点边值问题,用数值求解;或者采用动态规划方法递推求解。

决策问题一般只涉及一个决策人,目标函数也只有一个标量函数(或泛函数)。如果目标函数是一个向量函数,就称为多目标决策问题。多目标决策问题一般难以求得最优解,而只是求得满意解。

与决策问题不同,所谓对策问题要涉及多个决策人,至少有两个决策人,而且各个决策人的目标函数是有矛盾或冲突的(否则就变成多目标决策问题)。各个决策人都掌握着由自己支配的、可以改变利益分配的一组策略,各方都企图选择对自己有利的策略来获得最大利益。典型的对策问题就是赌博问题,而对策论正是在研究赌博问题中发展起来的。由于其成功应用于军事和经济问题,所以得到广泛的关注。

赌博问题是一种零和对策,即参与对策的所有决策人的收益之和为零。也就是说,其中赢者所获等于输者所失。零和对策是一种完全对抗、强烈竞争的对策,在现实世界中除了博弈(赌博)和军事冲突之外,在经济竞争领域很少出现你死我活的零和对策问题。在经济领域中,经常出现的是既有对抗又有联合的缓和竞争,这就是非零和对策问题。非零和对策问题的多样性和现实经济问题的复杂性是一致的,一般又分为合作型对策与非合作型对策。至于动态的对策问题或随机的对策问题就变得非常复杂。

2.9　智能与学习

学习(learning)是指动物借助于个体生活经历和经验使自身的行为发生适应性变化的过程。在维纳的名著《控制论:或在动物和机器中的通信和控制的科学》第 9 章"关于学习和自生殖机"中,讨论到基于数字计算机的下棋机器时,他明确地给出结论:人造的机器能够学习……。"机器不但从自己的失败中学习而且从对方的胜利中学习"。

所谓智能(intelligence),就是从感觉到记忆到思维这一过程所具有的能力。控制论学者一开始就对大脑是如何工作的进行了研究。而知识通常被认为是不可见的,抽象的。控制论学者先驱 W. 麦卡洛克(McCulloch)认识到,知识是在人体的一个物理器官中形成的,即大脑。他用神经生理学来研究知识,目的在于解释神经网络的活动是怎样产生人们所体验的感觉与想法的。他和数理逻辑学家 W. 皮茨(Pitts)创立的基于神经元的脑模型,以及上文提到的阿什比的《大脑设计》名著也讨论学习机制之类的复杂问题。

控制论学者把神经系统的工作原理与信息理论、控制理论、逻辑以及计算机联系起来,力图创建具有智能和学习功能的机器,以满足更复杂层次上感知和控制的需求。早期有关智能的研究工作重点是模拟人在控制过程中的智能行为和作用,如对自寻优、自适应、自镇定、自组织和自学习等控制系统的研究,并进行"控制论动物"的研制。直至 20 世纪 60～70 年代,上述这些控制论系统的研究取得了重要进展,播下智能控制和智能机器人这些新学科方向的种子,为后来诞生智能控制和智能机器人系统奠定了基础。到了今天,人工神经网络、人工智能和机器学习已经成为信息科学领域使用频率最高的学术概念,各种各样具有人工智能的机器涌现在人们的现实生活和工程系统中。

2.10 仿真与重构

在没有计算机的时代,人们在进行系统设计和开发时,为了避免盲目性,在正式建立系统或制造产品之前,往往搭建一个规模大大缩小的模型,并利用这个模型进行实验验证目标系统或产品的某些性能,这就是仿真(simulation)。自从人类利用计算机作为工具以来,系统仿真便有了新的含义。可以对目标系统或产品根据其机理建立所谓数学模型,而且利用计算机强有力的计算能力求解这个数学模型,并得到相应的数值计算结果,谓之数值仿真。数值仿真的优点是简单易行,而且往往反映对象的本质特性,其缺点是并不直观。随着计算机技术的飞速发展,计算机图形学可以提供各种各样形象的绘图工具,从而可以在计算机上建立形象的对象模型,不仅可以从视觉上重现真实世界中的事物,而且可以用以分析模仿真实事物的性能,谓之图形仿真。进而,人们可以在计算机上构造一个虚拟的世界,谓之虚拟现实(virtual reality,VR)。在某种意义上说,计算机仿真系统可以用数字方式重构现实世界,扩大人类的视野,创建一个虚拟的世界。图2-6就是虚拟飞行试验的一个画面。

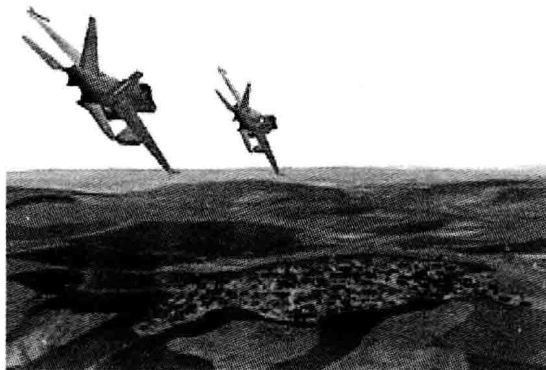


图2-6 虚拟的飞行试验

系统仿真技术可以有效而经济地用于科研、设计、训练以及系统的试验。它是以控制理论、相似原理、数学模型与计算机技术等相关专业技术为基础,以计算机和多种专用物理效应设备为工具,借助系统模型,对实际的或设想的系统进行动态试验研究的一门新兴综合性技术。其特点是可控性强、无破坏性、耗费小、允许多次重复,因而具有强大的生命力和潜在的能力。虚拟现实又称为灵境技术,实际上是一种采用计算机技术制作模拟仿真的假想世界的技术。它采用计算机产生一个被模拟仿真世界的动态三维视觉环境,使操作者产生一种身临其境的感觉,对探讨大量需要借助形象思维的问题颇有帮助。采用此项新技术,参与者使用硬件,如数据手套、鼠标器、跟踪球、操纵杆、头盔式显示器、护目镜、耳机及数据服以获得所需的感知,来体验计算机虚拟世界境况。虚拟现实是计算机图形学中的一种功能倍增技

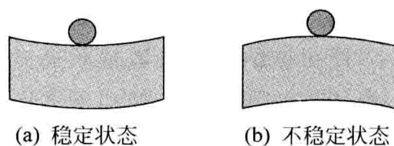
术，它将人类用户同计算机产生的虚拟世界融合为一体。

仿真技术作为人类认识客观世界和改造客观世界的有效手段正日趋发挥着巨大的作用。虚拟现实技术是计算机技术、传感技术、人机接口技术和人工智能技术等多种高新技术的结晶，其逼真性和实时交互性为系统仿真技术提供有力的支撑。

典型的计算机仿真如自动化物流系统，应用计算机仿真技术，不仅可以避免建立物理试验模拟系统的投资，减少设计成本，而且可以通过计算机技术进行精确计算和验证分析，提高系统方案的可行性。在电力系统中，应用较多的培训仿真系统有电厂仿真、电网运行工况仿真和变电所仿真。一般说来，凡是需要有一个或一组熟练人员进行操作、控制、管理与决策的实际系统，都需要对这些人员进行培训、教育与培养。为解决这些问题，出现了培训仿真系统，模拟实际系统的工作状况和运行环境，以避免运用实际系统时可能带来的危险性及高昂的代价。与此同时，数字城市、数字地球的概念正在兴起，似乎现实世界上的一切都可以数字化，为信息社会提供形象多样的服务。

2.11　稳定性与收敛性

控制系统的重要目的之一就是稳定性(stability)。一个温度调节系统，就是希望在复杂的扰动环境中保持温度恒定。一个飞行器的姿态控制系统，就是希望姿态按预定的规则变化，而不受外部因素的影响。粗略地说，系统稳定性就是系统偏离平衡状态时回复到平衡状态的能力。图 2-7 给出了系统稳定的形象说明，图(a)说明小球偏离平衡状态时具有自动恢复到平衡状态的能力，而图(b)说明小球一旦偏离平衡状态，就永远离开平衡状态而不能自动恢复。



(a) 稳定状态　　(b) 不稳定状态

图 2-7　系统稳定示意图

有关系统稳定有不同的定义。其中最重要的是李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性定义。粗略地说，所谓李雅普诺夫稳定，就是对于一个没有控制输入的系统，如果初始状态在一个给定的很小范围内，系统状态总维持在另一个很小的范围内。而大范围渐近稳定概念则是，对于一个没有控制输入的系统，初始状态取任意值，系统状态总要趋于零状态。还有一个定义就是所谓有界输入有界输出(BIBO)稳定性，只要控制输入是有界的，则系统输出总是有界的。这就是所谓开环稳定性的概念。

使闭环控制系统的稳定，也称为系统镇定(stabilization)，就是通过反馈，使得闭环系统从整体上是稳定的；也就是说，把反馈系统视为新的没有控制输入的自治系统，它是稳定的。然而，用于系统镇定的反馈控制器的设计却是非常复杂的任务。

用于稳定性判定有各种各样的方法，最主要的有所谓劳思判据、李雅普诺夫判据等。

收敛性(convergence)是另外一个概念。由于采用计算机实现各种控制算法，一

般情况下总要采用所谓迭代算法或递推算法。迭代算法的含义是,在一次求得一个结果时未必满足要求,需要利用这个结果再求解得到新的结果,如果满足要求则结束,如果不满足要求再次利用当前计算结果重复计算,直到满足要求为止。然而,如果这个算法可以保证每次迭代的误差逐渐缩小,直到趋近于零,则称此算法收敛,否则称其发散。递推算法的含义是,在计算的过程中要依赖于时间变量,以当前步计算的结果作为下一步计算的依据。在递推算法中,如果计算结果与理想值的误差越来越小,则称该算法收敛,否则称其发散。在计算过程中,即使理论上可以证明这个算法是收敛的,但仍然可能产生不理想的结果,这就是数值稳定性问题,因为计算过程的舍入误差足以使算法的性能变差。

对于包含反馈控制算法在内的闭环控制系统,即使在理论上这个系统是稳定的,但仍然要求算法的收敛性和数值稳定性,否则就不能保证系统的真正稳定性。

2.12 最优性与鲁棒性

在工程控制论的研究中,除了反馈的概念至关重要外,优化(optimization)是另一个十分重要的概念。如前所述,所谓优化问题,就是在等式或不等式约束条件下,对某个目标函数求极大或极小的问题。从概念上讲,所谓最优,就是在所有可能的方案中,按某个准则进行比较,其中最好的就是最优。对于优化问题而言,最优的结果可能存在也可能不存在,这就是最优性的存在性问题;即使存在,也不必一定唯一,这就是最优性的唯一性问题。

事实上,在工程控制论中存在不同的优化问题。一类问题是最优估计问题,包括系统辨识中的参数估计、滤波问题中的状态估计等。这一类问题的共同点是,给定一个目标函数,利用获得的实时信息,在一定的约束条件下对目标函数求极大或极小,使得被估计的参数或状态达到最优。另一类问题就是最优控制问题,如前所述,最优控制问题是一种动态优化问题,即给定一个泛函数,在线性或非线性方程及不等式的约束下,使得泛函数达到极大或极小,使得系统控制性能达到最优,包括最速控制、能量最小控制等。

典型的参数估计方法有最小二乘(LS)法、极大似然(ML)法、最小均方(LMS)法等。近年来发展的期望极大化(EM)算法对于含缺失数据的参数估计问题具有重要的意义。特别要强调的是递推最小二乘算法对于在线系统辨识是非常有用的,而线性无偏最小方差估计则是卡尔曼滤波的基本算法。同时,加权最小二乘算法在系统辨识和参数估计中也有广泛的应用。

典型的最优控制问题是所谓线性二次型高斯(LQG)问题,即系统是线性系统,目标函数是二次型泛函数,系统噪声是高斯噪声。对于这样的系统,所谓分离定理成立,即最优状态估计和最优控制可以分离进行,同时可以达到最优。然而,相当广泛的系统并不具有这样完美的分离特性,所以最优状态估计和最优控制二者是交织在一起的,不可以分离计算,谓之双重最优控制(dual control)。

有关最优性的概念可以推广应用于各种各样的系统，也可以用于各种各样的问题。例如，在生产作业调度问题中，人们可以建立最优调度问题的数学模型和求解方法；在社会经济系统中，可以建立最优的人口控制模型和相应的求解方法等。

鲁棒性是另外一种概念。粗略地说，鲁棒性就是某种指标对结构或参数敏感性的一种度量。越是敏感，鲁棒性越差；越是不敏感，鲁棒性越强。例如，考察一个优化问题，优化函数值（指标）对于变量的依赖关系如图 2-8 所示。其中指标在最优点取得最优值，而在次优点取得次优值（次于最优的最好值）。但是，一旦结构或参数发生变化，就会引起最优点的偏移，从而使得指标取值产生很大的跌落；相反，在次优点上取值，即使结构或参数发生变化，次优点产生偏移，但引起的指标变化却不是很大，这就说明次优点的鲁棒性强。

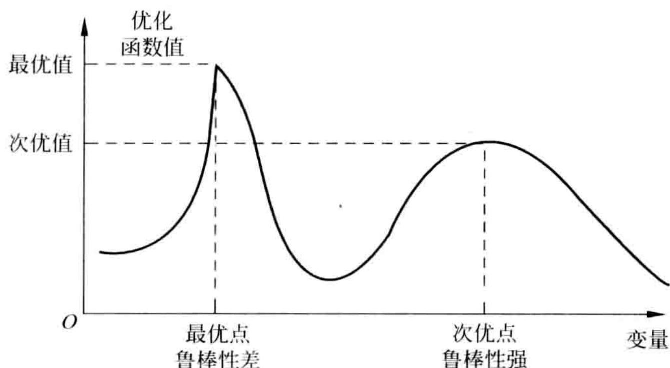


图 2-8　鲁棒性示意图

研究鲁棒性问题是控制理论的一个重要方向，设想设计了一个控制器工作在最优状态，但该最优控制器的鲁棒性不强，只要系统结构或参数发生少许变化，或系统受到外部扰动，系统运行的性能就会发生巨变，这样的控制器是不理想的。理想的控制器既要追求最优性，更要追求鲁棒性，使得系统运行在最优或次优的状态，但对系统结构或参数的变化不敏感，对环境的扰动不敏感，这样的控制器才是满意的。

2.13　自繁殖与自组织

自繁殖（self-reproduction，autopoesis）也是生物系统与无生命人造系统的重要区别之一。繁殖又称为生殖，是要产生一个具有同样功能的复制品。维纳将此概念“移植”到控制论中，并认为人造的机器能够具有学习和生殖的能力。此处他关于生殖所指的是“自生殖也不仅是生产一个捉摸得到的复制品，而是要生产出一个具有同样功能的复制品”（《控制论》第 9 章）。他断言将一个系统放在一个密闭的箱子中仅露出输入端和输出端，采用一定的技术可以建立一个与它有同样输入输出特性的系统——复制品。后来发展起来的系统辨识黑箱方法是工程控制论的一个重要分

支,其基本概念就是不涉及这个黑箱内复杂系统内部的具体结构,只是进行功能模拟,从而达到机器复制(繁殖)的目的。

维纳在《控制论》第10章中提出"自组织系统"(self-organizing systems)的概念,而生物体就是一种典型的和天然的自组织系统。这种系统能自动修复缺损和排除故障,以恢复正常的结构和功能。在1961年《控制论》第二版出版并补充了第9、10章以前,阿什比观察到一个系统在走向平衡的过程中变得更有组织,或只要它的内在过程或者互动规律没有变化,这个系统就是一个自组织系统。

自繁殖与自组织现象无论在自然界还是在人类社会中都普遍存在。随着人工智能和机器学习功能的不断强大,在工程控制系统和社会经济系统中也呈现各种具有自繁殖与自组织功能的系统。这种自繁殖不仅表现为相同功能产品的简单复制,而是综合各种优势进行繁衍;而自组织功能在各种复杂系统中表现为各功能模块为适应环境的自动组合,以及自诊断、自修复与自纠错功能等。在工程控制系统中或社会经济系统中引用(移植)生物系统中自组织、自适应的概念,建成更具有高级智能的系统,是当今和以后控制论学者的必然使命。

2.14 必需变异度律

自然界有一个现象值得关注,就是当一个被控制或被支配的系统变得越来越复杂的时候,这个控制者或支配者本身一定也会变得更为复杂。例如,人类需要处理非常复杂的事务,因而人类就具有任何一种动物无法比拟的复杂神经系统与大脑。相反,某些动物如海星、海参、海葵等海洋生物只需要处理简单的事务,就没有中心大脑而只有简单的神经网络。因为被控制或被支配的系统越复杂,就需要更多的控制或支配功能,这就激发控制者或支配者不断完善自身的能力,因而也就随之变得越来越复杂。

控制论先驱、英国R.阿什比于1956年归纳出所谓必需变异度律(law of requisite variety)(见参考文献5),即为了进行适当的控制,控制器各作用量必须等于或大于系统中各受控量。这一概念与自然界存在的现象是一致的。

工程控制中要调节工业锅炉这样的复杂对象,必须具有对汽包水位、输出蒸汽温度、蒸汽压力等多个变量进行调节的能力。所以复杂对象的控制系统中一般都需要多个控制器。必需变异度律不仅适用于控制机器和人体,还可用于社会系统。例如,社会系统变得越来越复杂,而为之建立的各种监管和服务机构也越来越复杂。

与此同时,必需变异度律还使得控制器与被控系统之间形成协调一致的关系,这种相互吻合的关系不仅在于增加了控制器的复杂度,而且在于减小了被控系统整体的复杂度。

2.15　小结

本章对控制论系统中的基本概念进行了描述，以启发读者对这些概念有一个初步的了解。在第 1 版的基础上，我们又增加了一些概念如进化与适应、智能与学习、自繁殖与自组织，以及必需变异度律等。在阅读本章内容时，有可能理解不太深刻，但结合以后各章内容的学习将会逐步加深理解。

这里强调的是，控制论基本概念的建立首先是基于工程系统，后来才发现同样适用于生命体和其他系统，从而形成一个完整的理论体系。例如，有关通信、反馈、闭环、稳态等概念，最初是在工程系统中产生的，随后引进到其他系统。有些方法论，如建模、估计和仿真等，也由工程系统引申到生物系统和社会经济系统等。

习题

2.1　试举例说明一个典型控制论系统的结构与特征。

2.2　请利用反馈原理构造一个简单系统，说明负反馈和正反馈的作用。

2.3　举例说明决策问题的组成和求解思路。

2.4　试构造一个优化问题。

参考文献

1. 维纳 N.（郝季成译）.控制论.第二版.北京：科学出版社，1963
2. 阿什比（Ashby）R.大脑设计.（1952 第 1 版，1960 年第 2 版改名为：大脑设计：适应性行为的起源）.朱秀成等译.北京：商务印书馆，1990
3. 阿什比 R.控制论导论.张理京译.北京：科学出版社，1965
4. 项国波.控制论的发展.电气时代，2005(11)：32～34
5. Ho Y C and Teneketzis D. On the Interactions of Incentive and Information Structures，IEEE Trans. on Auto. Control，1984，AC-29(7)：647～650
6. 韩崇昭等.多源信息融合.北京：清华大学出版社，2006

基本方法篇

第3章 经典控制理论与方法

3.1 自动控制系统的类型和组成

本节讨论的是线性自动控制系统，即以线性常微分方程加以描述或近似描述的系统。按其功能可分为三类：恒值自动调节系统、程序自动控制系统和随动系统。

3.1.1 恒值自动调节系统

瓦特发明离心式调速器用以保持蒸汽机转速的恒定，而蒸汽机和调速器就组成一个具有负反馈的转速恒值自动调节系统(图 1-1 和图 1-2)。作为另一例，图 3-1 所示为一物料加热用电炉炉温自动控制系统。加热用电炉是被控对象，而其炉温是被调节量。由电位器组成的给定环节给出的电压 u_r 代表所要求保持的炉温，它与表示实际炉温的、测温热电偶的电压 u_f 相比较，形成误差电压 $\Delta u=u_r-u_f$。Δu 经过放大器放大后驱动电动机 M 向一定方向转动，并使调压器提高或降低加热电压 u_h，以使 u_f 达到 u_r 并使 $\Delta u=0$。这时，电动机不再转动，自动调节系统达到平衡点。由此可知，系统的作用是闭合的，即被控对象有信号 u_f 反馈至给定环节，形成闭环系统，也即说明有反馈环路。而反馈的作用使炉温回复到给定的恒值，系统

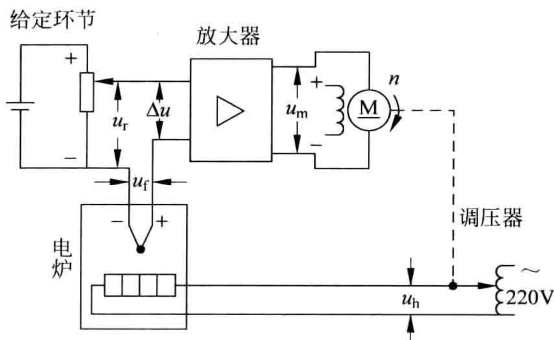


图 3-1　炉温自动控制系统原理图

不再动作,即达到平衡点。同时可知,从出现误差控制系统克服误差,炉温回复到给定的恒值的动作(运动)经历一个时间过程,称为调节过程。

这里,电动机有一个正确的旋转方向问题。当 $u_r > u_f$,即 $\Delta u > 0$,此时表示炉温低于所要求保持的恒值,则电动机的旋转方向应该使调压器的滑动触点向上以提高加热电压 u_h。反之,$\Delta u < 0$,则应该使滑动触点向下移动以降低加热电压 u_h。

如果当炉温 $u_f > u_r$ 时,反馈使得炉温更高,或者 $u_f < u_r$ 时反馈使炉温更低,则所述系统不能正常地保持被调量为恒值,即不能达到平衡点。这说明自动调节(控制)系统,一定要有"负反馈"。图1-3中,在左端有符号"⊗"表示进行比较,且两个输入量有不同的符号。在恒值自动调节系统中,由给定环节给出的给定作用为恒值,它应赋予"+"号,反馈量应赋予"-"号,这样才能保证实现"负反馈",即误差电压 Δu 的形成是:$\Delta u = u_r - u_f$。同时在系统中要正确设置执行用电动机的旋转方向。

恒值自动调节系统(automatic regulating system)的功能就是,要克服各种对被调节量的扰动而保持被调节量为恒值,即达到平衡点。化工、热工等生产过程中自动保持容器的温度、压力等恒值不变的过程控制系统都是这类恒值自动调节系统(见3.5.4小节)。

在人口控制系统、生物控制系统和在社会经济系统都应用或存在恒值自动调节系统。

3.1.2 程序自动控制系统

当自动控制系统的给定信号(相当于3.1.1小节中的 u_r)是已知的时间函数时,称这类系统为程序控制系统(programmed control system)。图3-2表示一个仿模铣床的原理示意图。差动轮作为成品模型(给定信号)和被加工工件(被控对象)之间误差量测之用。这是一个闭环控制系统。但是制作精确的立体木模是一个精细、费工的工作。所以后来又将木模以纸带(或磁带)上的脉冲系列来代替,这时的闭环控制系统如图3-3所示。加工时,由光电阅读机把记录在穿孔纸带(或磁带)上的程序指令,变成电脉冲(即指令脉冲,给定信号),送入运算控制器。运算控制器完成对指令脉冲的寄存、交换和计算、处理,并输出控制脉冲给执行机构(电动机)。执行机构根据运算控制器送来的电脉冲信号,操作机床的运动,完成切削成型的要求。

原则上程序控制可以开环进行。但具有反馈的闭环控制能克服多种扰动,例如,一个给定的指令脉冲在运算、变换等信息处理过程中会丢失,此时,反馈的功能就是帮助发现切削刀具位移和给定的指令脉冲数的不符,并及时消除加工的误差,提高被加工工件的精度。

程序自动控制系统的功能,就是要按照预定的程序来控制被控制量,即自动控制系统给定环节给出的给定作用是一个预定的程序。图3-2和图3-3都是闭环的程序自动控制系统。

植入式人体血糖闭环控制系统,根据健康人的血糖每日变动图(输入程序信号),经实际测量糖尿病人的血糖后自动适量注入所缺的胰岛素。药和注射泵置于

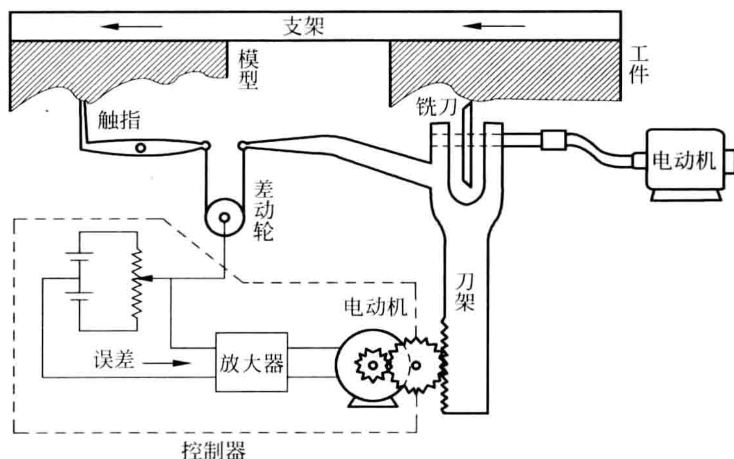


图 3-2　仿模铣床原理示意图

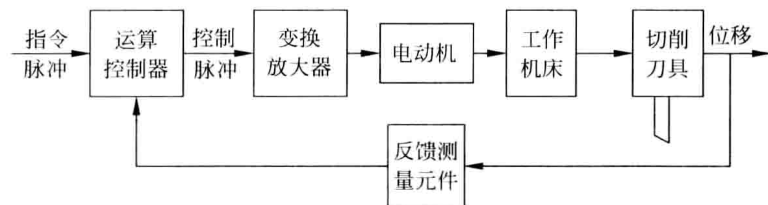


图 3-3　程序控制铣床闭环系统构成框图

病人所背的背袋中。

3.1.3　随动系统(伺服系统)

在自动控制系统中,若给定环节给出的输入信号是预先未知的随时间变化的函数,这种自动控制系统称为随动系统,也即伺服机构,或称伺服系统(servo system)。它是以电信号作为输入,被控对象为电动机,其轴的位置作输出的自动控制系统。国防上的防空导弹制导的目标跟踪系统(图 1-7)和天文望远镜的跟踪系统等都属于随动系统。它在机器人各个部分(如手指、臂、大小腿)的运动中也得到广泛的应用。

图 3-4 所示的随动系统用于船舵的自动控制。给定信号通过与驾驶轮连轴的可旋转的电位器(A)给出船舵偏角的给定值。电位器(A)和与船舵相连的电位器 B 组成电桥。由两个电位器的滑动触点处 oo′引出由于电桥不对称出现的误差电信号。它表示驾驶轮位置和船舵偏角的不一致。误差信号通过电压放大器放大,并作为励磁电压来激励发电机 G,而后者向他励直流电动机 M 供电和进行电枢控制。电动机 M 通过齿轮系转动船舵并带动电位器 B 的滑动触点,使电桥恢复平衡,同时误差回

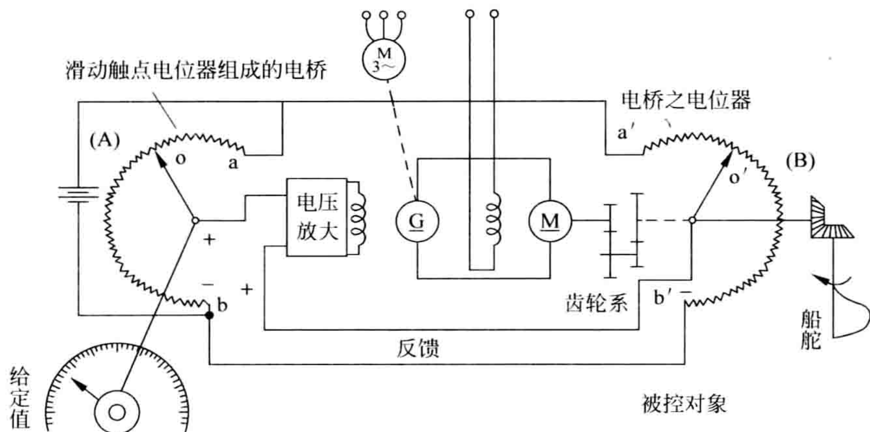


图 3-4　船舵角控制用随动系统原理图

归零。随动系统达到平衡点。

随动系统的功能就是,按照预先未知的规律来控制被控制量,即自动控制系统给定环节给出的给定作用是一个预先未知的、随时间变化的函数。

随着 H.黑曾提出“伺服机构”的理论,伺服系统的应用也流行起来。约在 20 世纪 50 年代开始,学者们开始把它和恒值自动调节系统及程序自动控制系统三者统一称为自动控制系统。

自动控制系统还有其他的分类法,例如按被控制量的物理性质来分类,则有温度自动控制系统、蒸汽机转速自动控制系统、船舵角自动控制系统等。

自动控制系统另一重要的分类是线性和非线性控制系统:线性自动控制系统是指系统的元(部)件都是以线性微分方程(个别元件是线性代数方程)描述,而整个系统也是以线性微分方程来描述的系统。而非线性控制系统则是以非线性微分方程来描述的系统(参阅第 4 章)。

像图 3-1 的炉温自动控制系统和图 3-2 的程序自动控制系统都具有这样的特性:在调节过程中系统所有的结构始终没有变化,因此系统中各元件(环节)输出端的信号是其输入作用和时间的连续函数。这类系统称为连续控制系统(continuous-time control system),系统中的信号称为连续信号,或模拟信号(analogue signal)。本章研究的是系统参数不随时间变动的系统,称为线性时不变控制系统(linear time-invariant control system)。

3.1.4　自动控制系统的组成

3.1.1~3.1.3 小节介绍了三种类型的自动控制系统,它们是按照功能或给定环节给出的输入信号的性质进行分类。根据上述各类系统的示意图,并参照图 1-3,则自动控制系统由正向通道(从“误差”到“输出”)和反馈通道(从“输出”到“反馈信

号”)以及下列几部分组成,如图 3-5 所示。

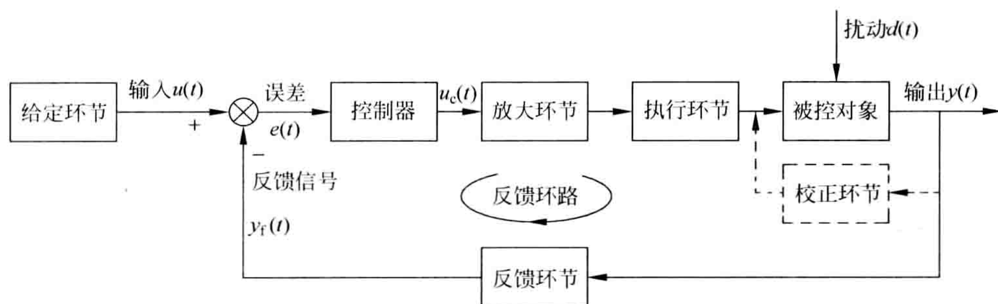


图 3-5　自动控制系统的构成框图

(1) 给定环节。产生给定的输入信号 $u(t)$。

(2) 反馈环节。对系统输出 $y(t)$(被控制量)进行测量,将它转换成反馈信号 $y_f(t)$,并输送至比较环节,形成反馈环路(feedback loop)。

(3) 比较环节。以⊗表示,将给定的输入信号和反馈信号加以比较,产生误差(error)信号 $e(t)$。$e(t)=u(t)-y_f(t)$,或在无反馈环节时 $e(t)=u(t)-y(t)$。

(4) 控制器(调节器)。根据误差信号,按一定规律,产生相应的控制信号。控制器是自动控制系统实现控制的核心部分,输入为 $e(t)$,输出为 $u_c(t)$。这个规律称为控制规律(control law)。

(5) 执行机构(执行器)。将控制信号进行功率放大,并促使被控对象的被控制量发生变化。

(6) 被控对象(controlled object 或 plant)。控制系统所要控制的设备或生产过程,它的输出就是被控(制)量,以 $y(t)$表示。

(7) 扰动(disturbance)。除输入信号外能使被控量偏离输入信号所要求的值或规律的控制系统内、外的物理量,以 $d(t)$ 表示。

(8) 校正环节(装置)(correcting device)。误差信号的处理、变换必要时由校正环节来完成。它代替控制器的作用和处在图 3-5 中的位置。像图 3-5 中如应用串联校正,即校正装置置于放大器的前面;还有一种并联校正,则校正装置与正向通道的某一或几个部件(通常至少包括被控对象)相跨接,并形成局部反馈(图 3-5 中虚线部分)。

对于图 3-1 所示炉温自动调节系统,电位器和电池组成给定环节,电动机和调压器组成执行机构,加热电炉是被控对象,而炉温是被控量。打开炉门加入冷工件就是扰动,热电偶是被控量炉温的反馈(测量)环节,而比较电路就是比较环节,串联校正环节和放大器组成控制器以改善控制系统在调节过程中(动态)和平衡点(稳态)的品质。

3.1.5　模拟控制(调节)器控制和计算机控制

图 3-5 中的各个信号:输入信号、误差、控制器输出和输出量等都是随时间连续

变动,幅值也是连续变动的模拟信号。所采用的是制成箱式的控制(调节)器,参见图1-5,称为模拟控制器。这样的系统称为连续控制系统,是从信号(信息)特征的观点来命名或分类的。

如果图3-1工件加热用电炉是一个特大型被控对象(如大型钢锭加热炉),则炉温控制系统在受到扰动后,它的调节过程很不容易控制。其主要原因是特大型加热炉对象具有针对温度变化的大滞后和大惯性特性(见3.3节),使调压器不能及时和适量地对加热炉增加或削减供应能量,以致炉温会缓慢地高低波动难以控制。如果在图3-1系统的误差信号后连接一个采样开关(图3-6),对误差信号进行采样,则在两个采样信号之间炉温控制系统如同处于开断状态。这将显著有助于改善这类系统的控制品质。这是采样控制系统(sampled-data control system)的主要优点。工业上"采样开关"的工作是由专门的检测仪表结合对误差的测量来进行的。将连续误差信号(又称模拟信号)通过采样开关而形成如图3-7上的采样信号,这相当于误差信号的传输结构有了周期性的接通和中断。这类系统是离散控制系统(discrete-time control system)的一种。这也是从系统信号(信息)特征的观点来命名或分类自动控制系统。

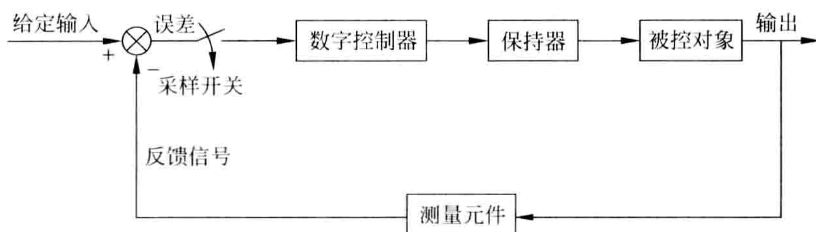


图3-6　采样控制系统构成框图

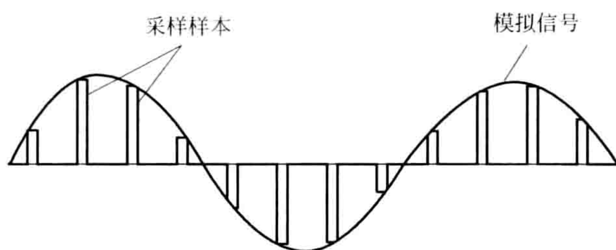


图3-7　模拟信号采样示意图

在一些现代的控制系统中,常用微型计算机或数字控制器来代替模拟信号的控制器,这对于实现复杂的控制规律和性能很有必要,如最优控制、自适应控制等。这时,形成计算机控制系统(computer control system),其框图如图3-8所示。它的特点是系统中一处或几处的信号以数字代码形式呈现,此外还有离散信号(采样信号)的出现。图中的数字信号就是经过整量化后的数码。整量化就是将这些可具有无穷多个值的模拟信号,取作由有限个数组成的二进制数。如果系统中信号幅值是经

过整量化后的数码,则这种系统又称为数字控制系统(digital control system),也是离散控制系统的一种。这类系统的另一个特点是以计算机程序来实现 PID 控制规律或更复杂的控制规律。

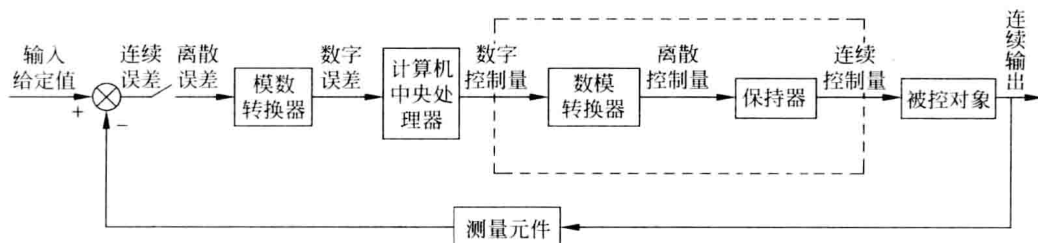


图 3-8 计算机控制系统构成框图

图 3-8 中系统具有模数转换器(A/D),它是计算机的接口或称输入设备,将模拟误差信号转换成数字误差信号,即数字代码。图上还有数模转换器(D/A)和保持器(holder),D/A 也是计算机的接口或称输出设备,保持器的功能是将离散控制量保持住,进而形成连续控制量,加到被控对象。微型计算机和数字控制器能以一定的速度,完成复杂的控制规律和控制算法等计算任务。图 3-3 所示的程序控制铣床闭环系统也是数字控制系统的一例,其中运算控制器包含上述的一些功能。

3.2 反馈控制方法与扰动补偿方法

由反馈控制的基本结构(图 3-1 和图 3-4)可以看出,由输入或扰动变化产生误差,控制器由误差引起了动作,因此在反馈控制系统的调节过程中误差的发生不可避免。误差用来产生控制作用,后者又力图消灭误差。有时这会导致在控制过程中出现较大的误差,甚至引起系统中各变量发生振荡(oscillation)(参见 3.3.1 小节)。因此,对基于反馈机制的自动控制系统要进行很好的设计才能达到控制要求(3.1.4 小节所说的“品质”)。

另一种消除被控制对象由于外界扰动引起误差的方法,称为扰动补偿(disturbance compensation)。扰动补偿的原理在于,扰动进入被控对象(这是一个通道)的同时也通过另一通道进入对象前部的控制器(图 3-9),两个通道的作用是相反的(相互抵消的),结果使得对象的输出(被控量)维持或近似维持不变。

扰动补偿形成了另一个环路(图 3-9)称为前馈环路(feed-forward loop)或前馈通道。显然,要形成前馈通道,扰动作用必须是可测量的,同时还要设计扰动的补偿环节。后者的设计要求是使补偿环节的输出信号正好与由扰动引起的误差相互抵消。但人们往往只能近似做到这一点。

补偿原理只能补偿已设计有前馈通道的扰动。但是在自动控制系统中存在着多种扰动,例如在 3.1 节电炉温度自动控制系统中主要扰动为:开启炉门移入冷工件、调压器的工频电源的波动、昼夜温差引起的炉温散热情况的变动等。所以对于

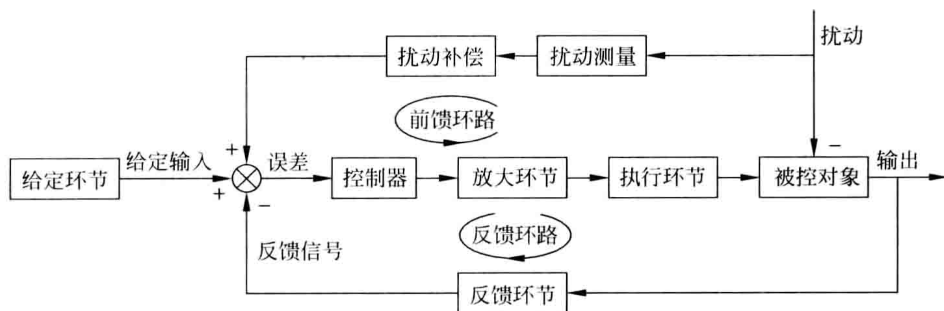


图 3-9　复合控制系统构成框图

一个完善的自动控制系统，除了对主扰动的补偿外，用来克服其他扰动的反馈回路仍是必不可少的，这就形成了复合控制系统(combined control system)，即反馈控制加上前馈控制的自动控制系统(图 3-9)。

3.3　系统模型与时域分析法

3.3.1　控制系统的稳定性、稳态误差和动态品质

3.2 节中曾阐述，自动控制系统不断地进行着检测被控量，并反馈、比较，不断地得到误差信号的过程；而且借助于此误差信号，不断地进行着将它变换、放大使执行机构动作，力图使被控量回复到给定值从而消除误差的动态调节过程。这使得自动控制系统由原先的平衡点运动到新的平衡点。相对于动态调节过程而言，系统的平衡点称为稳态。

然而，被控对象，例如图 3-1 中的电炉和执行机构电动机及附属的降速齿轮系，都具有惯性(或转动惯量)，甚至较大的惯性。例如电炉的供电电压 u_h 突然降为零，电炉炉膛和物料的温度 u_f 不是突然降为室温，而是慢慢下降；电动机供电电压 u_m 突然降为零，电动机也要从原来的转速，逐步降为零。只不过后者的降速过程较电炉的降温过程要快得多，即电炉的惯性较电动机的惯性大得多。

当系统中各元件(环节)的参数(惯性也反映在有的参数里)配合欠妥，使得调压器的活动触点不是“一蹴而就地”达到它的新位置，而是要“冲过头”，使炉温 $u_f>u_r$。这样，误差 Δu 为负值，使电动机反向转动，然后滑动触点又退回来。有时要经过几次“冲过头”和“倒过头”系统才能达到稳态，这种情况可以用图 3-10(a)来表示。

图中描述在 $t=0$ 时打开炉门加入冷工件或环境温度突然下降后，控制系统中被控炉膛温度 $u_f(t)$ 的动态调节过程，呈现类似衰减正弦曲线的振荡状态。最后，经过几个反复系统还是达到新的平衡点 $u_r=u_f$。

在 $t=0$ 及稍后的很小一段时间内温度 $u_f(t)$ 几乎没有变化。这是因为电炉惯性

很大，而这一小段时间称为炉温响应的“滞后”(pure delay)。

当系统中各元件(环节)的参数配合不当，例如电炉的惯性太大、放大器的放大倍数太大或者电动机齿轮系的降速比不够大，也或者电炉的滞后较大，控制系统的各变量振荡严重时炉膛温度围绕 u_r 水平线持续上下波动，呈现等幅或发散的正弦振荡，或指数上升曲线的势态，这时称自动控制系统处于“不稳定”(unstable)或失稳又称“摆振”(hunting)状态，即系统在调节过程中似乎总是在寻找但又找不到新的平衡点(图 3-10(b))。这种现象在其他类型的闭环控制系统如生物、经济系统中也都存在。

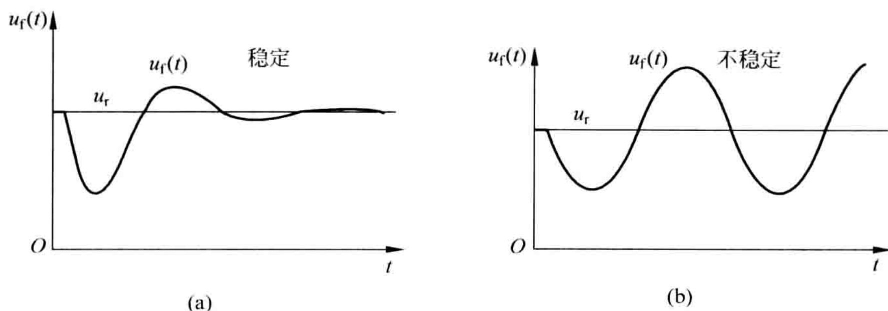


图 3-10 加入冷工件后炉温的变化过程

显然，不稳定的自动控制系统不能正常工作，而且系统和被控量处在振荡过程中，环节(部件)或元件很容易损坏。为了正确阐明自动控制系统内在的规律，彻底解决不稳定问题和研制高质量的控制系统，需要对系统进行深入的理论分析。这就是本章以下各小节的任务。

自动控制系统要能正常工作，除了系统必须稳定以外，还要根据生产工艺要求对调节过程定出一定的品质(质量)指标：例如，炉膛温度的自动调节过程中环境温度突然下降时，炉膛温度下降有不应越出的范围(图 3-10)；又如炉温整个动态调节过程也应该在要求的时间期间内结束(达到新的平衡点，即新的稳态)；再如在图 3-10(a)中自动调节过程结束后炉膛温度 u_f 与给定值(期望值)u_r 应相等或有规定的容许误差。相等时(误差为零)称该炉温调节系统为无差系统(system without steady-state error)，否则称该系统为有差系统(system with steady-state error)。这也是自动控制系统按稳态误差有或无的一种重要的分类法。炉温自动控制系统稳态时是无差的，因为只要有误差，经放大后，电动机就会转动直到误差消失。

1.1.2 小节所叙述的离心式调速器对蒸汽机转速实行自动控制(图 1-1)中，在达到稳态后蒸汽机转速随负荷的增加必略有下降。这表明，它是一个有差系统。

自动控制系统不论属于何类(3.1 节)都有两种工作状态：“调节”和“跟随”，但其中有一种是基本的。图 3-1 中炉温恒值自动控制系统其克服扰动的调节工作状态是基本的。然而，它还有跟随工作状态：通过提高(降低)输入 u_r 将需要的工作炉温由一值调高(低)到另一值，这个调整过程就属于跟随状态。随动系统的情况也一

样，也有两种工作状态，它主要动作于跟随状态，但也受到扰动的影响，例如图 3-4 随动系统中海浪对船体的碰击。

所以，对自动控制系统的动态品质通常都统一规定为：在跟随工作状态下，由单位阶跃输入(unit step input)$u_r(t)=1(t)$ 所激发引起的输出 $y(t)$调节过程的品质指标。所谓"单位阶跃"信号是指在原点处幅值为 1 的突跳式信号，以符号 $1(t)$表示(图 3-11)。上述情况相当于在图 3-1 上对炉温恒值自动调节系统，瞬间突然加上幅值为 $u_r=1(t)$给定电压所引起的调节过程。其他如系统中供电电压的突然波动、图 3-2 加工机床的突然切削等，都可以用阶跃函数的形状加以描述。此外，输出稳态值 $y(\infty)=1$ 表示是无差控制系统，否则就是有差系统。而对自动控制系统的品质要求归结为：稳定(并有一定裕度)、稳态精度(无差或小的稳态误差)和动态品质三个方面。而动态品质则体现为超调量(overshooting)、调节时间(settling time，即调节过程的时间)、振荡次数等品质指标，可分别定义为(见图 3-11)：

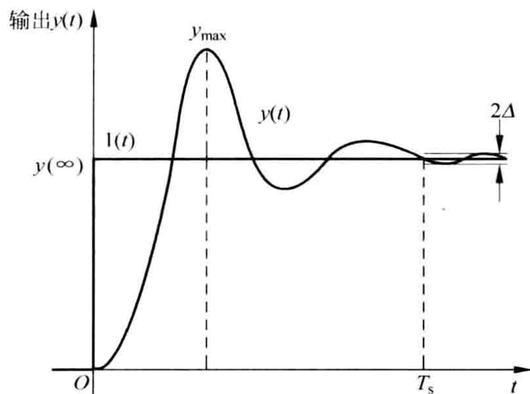


图 3-11 单位阶跃输入下控制系统的输出响应 $y(t)$

(1) 超调量 $\sigma\%$。表示调节过程平稳程度，$\sigma\%=[(y_{max}-y(\infty))/y(\infty)]\times 100\%$，其中 y_{max}是输出 $y(t)$在调节过程中的最大值；$y(\infty)$是输出的稳态值。超调量 $\sigma\%$通常要求小于 30%。

(2) 调节时间 T_s。系统受到阶跃输入激励后，调节过程响应曲线进入稳态值允许的精度带 2Δ 内并不再越出该带的时间，即 $|y(t)-y(\infty)|\leqslant\Delta, t\geqslant T_s$。通常 Δ 定为输出稳态值 $y(\infty)$的 5%。

(3) 振荡次数 μ。在调节时间 T_s 内输出 $y(t)$沿 $y(\infty)$上下振荡的周期数。像图 3-11 中约为 2 次。通常 μ 要求为 2～3 次。

上述对自动控制系统的要求和动态品质指标的制定，应根据被控对象的实际工艺需要，不同对象的系统对三项品质指标往往有所侧重。它们也正是设计、评价和比较系统的依据。但这三项指标通常是相互矛盾、相互制约的，研究和解决这些矛盾正是本章后续各节的任务。

3.3.2　自动控制系统的控制规律

自动控制系统在克服误差的调节过程中可能会出现被调量的振荡甚至失稳，其原因是由于被控对象和各元件惯性的存在和参数间的不配合，使力图克服误差的控制作用，其变化总是落后于误差的变化。这自然令人想到：解决的办法是使克服误差的控制作用的变化要有些“超前”，即在误差接近零时，克服误差的控制作用就应该是零。这就是说，控制器或校正环节（图 3-5）的输入（误差）与其输出（控制信号）间的函数关系——控制（调节）规律中仅仅引入“比例”项（比例关系）往往是不够的。比例项的作用仅仅是使控制信号正比于误差的幅值，而需要在控制规律中增加“微分项”以预测误差变化的趋势。

在图 3-10(a) 中被控量 $u_f(t)$ 曲线误差已经是较小正值的点，而误差的导数是负的。这是由于具有“比例微分”控制规律的控制器，能够提前使克服误差的控制器或校正环节输出等于零，甚至为负值，从而避免了被控量严重地“冲过头”（“冲过”图 3-10 中误差等于零的水平线）。这就改善了自动控制系统的稳定性。所以对有较大惯性和（或）滞后的被控对象，控制规律是比例微分的控制器或校正环节，能够抑制振荡，从而改善控制系统在调节过程中的动态品质。而控制器或校正装置，其作用就是引入适当的控制规律。

为了消除稳态误差（图 3-11），在控制器或校正装置的控制规律中必须引入“积分项”。积分项对误差取关于时间的积分，随着时间的增加，积分项输出会增大。这样，即使误差很小，也会随着时间的增加而积分项输出加大，它推动控制器的输出增大使稳态误差进一步减小，直到等于零。因此，有“比例积分”控制规律的控制器或相应的校正装置，可以使系统在稳态时无稳态误差。图 3-1 中执行电动机 M 有积分作用，所以它能起到“无差”的作用。

上文叙述将误差信号在控制器或校正装置中按一定规律进行处理，形成“比例(P)”、“比例微分(PD)”、“比例积分(PI)”、“比例积分微分(PID)”等控制规律，它能帮助控制系统实现高质量，即无稳态误差并具有良好的动态品质。“比例积分微分”控制规律数学上表示为

$$u_c(t) = k_P\left(e(t) + \frac{1}{T_I}\int e(t)\mathrm{d}t + T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right) \tag{3.3.1}$$

式中 $e(t)$ 是误差信号，是给定信号 $u(t)$ 和反馈信号 $y_f(t)$（或输出信号 $y(t)$）相减之差；$u_c(t)$ 是控制器的输出；k_P 是比例增益；T_I 是积分时间常数；T_D 是微分时间常数。一种控制规律就要以一定的控制器来实现。式(3.3.1)的规律就以比例积分微分控制器来实现（参见 3.5.4 小节 2. 控制器参数整定）。

对自动控制系统进行深入的理论分析，包含两个方面的内容：分析和校正（综合）。对自动控制系统的研究常常是针对已存在的手动控制设备（或手控系统），这时系统的主要生产设备（被控对象）和手动控制的操作器（执行环节）都已存在，或者

是在设计图上已确定的品种和规格；然后再根据功率匹配和物理常识从相关手册选定其他元(部)件，如配置放大器以及给定环节、比较环节等。人们要解决的问题是，在这个框架的基础上建立各个元(部)件的数学模型(例如微分方程)和整个系统的数学模型，再通过求解闭环系统的微分方程或者其他间接研究方法，来研究它在给定作用阶跃变化的情况下输出的时间响应和它的稳定性、稳态精度、动态品质。这样的研究称为对该对象的自动控制系统的“分析”。

自动控制系统的“校正”，也称“综合”，是根据生产实际对自动控制系统提出的稳态精度和动态品质指标，在已知被控对象和执行环节的基础上设计一个合适的控制系统，主要包括设计校正装置或控制规律，以使系统能满足预先提出的稳态和动态要求。本章在3.3.4小节和3.3.5小节以及3.4节讨论控制系统的分析，而3.5节讨论控制系统的校正。

3.3.3 建立控制元件和系统的数学模型

为了设计和研制出高质量的自动控制系统，不能仅仅停留在实验研究上，而是有必要进行深入的理论分析。这种理论分析要从建立每一个环节或元件的时间特性或导出其数学描述入手，这称为建模(modelling)。

例如放大器，输入电压经放大器放大后得出输出电压。放大特性(输出对输入的关系)的数学描述就是一个比例(放大倍数)的代数关系，与时间无关。

电动机和电炉的时间特性比较复杂。电动机的特点是电压加上后，它不停地转动，即它输出轴的角位移不断增加和调压器的滑动触点不断移动，如图3-12所示。图中电动机输出轴的角位移在原点附近有很小一段的曲线。而电炉则在原点处($t=0$)突然加上电压时其温度-时间特性近似地(忽略滞后)呈指数曲线形状上升(图3-13)。

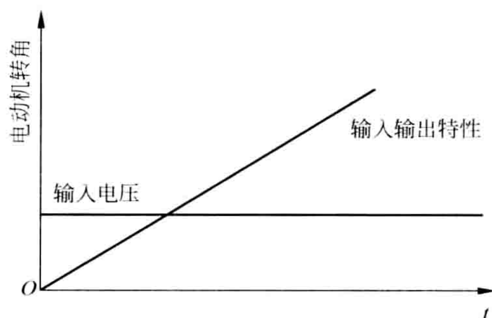


图3-12 电动机的输入输出时间特性

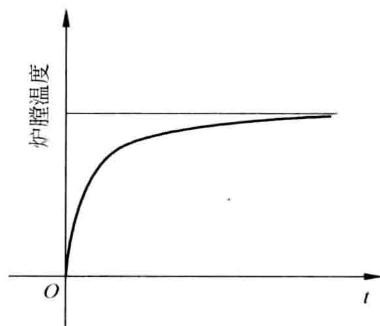


图3-13 电炉的输入输出时间特性

除了放大器的输入输出特性用代数方程来描述外，电动机和电炉元件的输入输出特性一般要用微分方程(即其解)来描述。微分方程及其求解是高等数学的一个重要内容。要精确地研究自动控制系统的稳定性和控制的动态品质等重要问题，必

须用微分方程、拉普拉斯变换(参见 3.4 节)等高等数学的工具。这些描述特性用的微分方程(或拉普拉斯变换后组成的传递函数)称为相应环节(元件)和系统的数学模型。图 3-12、图 3-13 中电动机和电炉元件在输入激励下输出变量的建立过程,相应地就是描述电动机和电炉的微分方程(数学模型)解的时间曲线。

系统或元件的数学模型,只是在系统中人们感兴趣的几个主要变量间,在一些物理定律统辖下简化的、以数学描述的规律关系,而忽略了次要因素的影响。常用的这些物理定律是:牛顿运动定律、能量(或物质)守恒定律、基尔霍夫定律等。这是对系统或元件基于机理来建模。对于难以以定律描述的复杂关系,可以采用记录仪器在突跳式(阶跃)输入信号下记录输出量随时间 t 的响应曲线,然后再用曲线拟合的方法列出其以数学描述的规律关系。这是对系统或元件基于实验来建模。

3.3.4　炉温自动控制系统的数学模型

自动控制系统各环节(元件)和系统的数学模型,是对自动控制系统进行理论研究的基础和出发点。然而,即便是看来并不复杂的电炉,其数学模型也不简单。图 3-13 仅是它在定量加热电压输入时电炉数学模型(微分方程)的输出温度的解(升温曲线)。如果在它保持恒温时,打开炉门加入冷工件或环境温度突然下降或电网电压变动,它们的数学模型又与上述情况有所差别,需要另外设法求取。

1. 元件的数学模型

本节对图 3-1 所示的炉温自动控制系统各元件建立数学模型。对加热电炉在寻求数学描述时选择加热电压 $u_h(t)$ 为元件输入,炉内温度 $u_w(t)$ 为元件输出,实际上由热电偶读出为 $u_f(t)$。同时假定加热电炉炉体不大,环境温度(散热)变化的影响可以忽略。加热电炉由电能加热、烧红电炉丝,通过烧红电炉丝的辐射、对流等途径在电炉内形成热场,再由这个热场向工件加热。这样的过程机理相当复杂,数学描述也很困难。故采用实验方法建立数学模型:对加热电炉加上阶跃输入(电压)信号,测量和记录它的输出(炉内工件点的温度)的响应曲线。可以发现,记录下来的响应曲线,适当简化后可以用一阶微分方程的解来描述。再由曲线拟合的方法,即以一阶指数曲线的响应来逼近,便得出加热电炉一阶微分方程的数学描述。

例 3.3.1　加热电炉的数学模型

加热炉是常用的工业对象(图 3-1),$u_h(t)$ 为加热电压,$u_w(t)$ 为炉内温度。从热力学定律可以建立其基于机理的数学模型。其结果和上述求取响应曲线的实验方法是很接近的。设滞后时间 τ 很小,$\tau\approx 0$,可以略去不计。在常值 u_h 激励下 $u_w(t)$ 曲线由一个时间常数为 T_f 的指数曲线来逼近。此时加热炉的数学模型可以表示为

$$T_f \frac{d}{dt}u_w(t) + u_w(t) = k_f u_h(t) \tag{3.3.2}$$

式中 $k_f u_h$ 为炉内温度 $u_w(t)$ 的稳态值；T_f 称为加热炉的时间常数，它与加热丝的质量、比热、传热系数和传热面积有关；系数 k_f 与单位时间内加热丝产生的热量和加热的电压有关。

如果加热炉有滞后 τ，从 $t \geqslant \tau$ 以后的曲线才可以由一个时间常数为 T_f 的指数曲线来逼近。$u_h(t-\tau)$ 是指 $u_h(t)$ 向右移动 τ 时间，也即 $t<\tau$ 时 $u_h(t-\tau)=0$，无响应，则式(3.3.2)成为

$$T_f \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} u_w(t) + u_w(t) = k_f u_h(t-\tau) \tag{3.3.2a}$$

加热炉对扰动的数学模型　以上加热炉以炉温为输出的微分方程，是针对加热电压的变动而导出的。然而，加热炉对外界扰动的微分方程是更重要的，因为它处于恒值自动调节系统中(图3-1)。通过理论分析或曲线拟合，此动态过程可以用下面的微分方程来描述

$$T_f \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} u_w(t) + u_w(t) = -k_1 d_1(t-\tau) + k_2 d_2(t-\tau) \tag{3.3.3}$$

式中 $d_1(t)$，$d_2(t)$ 分别表示加入冷工件(或环境温差的变动)和调压器工频电源的波动引起的相应扰动。$u_w(t)$ 为扰动所引起的炉膛温度的变动。k_1，k_2 前端的正负符号表示扰动的加入，会引起炉温的升高(相当于正号)或降低(相当于负号)。一个完整的电加热炉的微分方程，在 $\tau \neq 0$ 时应该是式(3.3.2a)和式(3.3.3)的合并

$$T_f \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} u_w(t) + u_w(t) = k_f u_h(t-\tau) - k_1 d_1(t-\tau) + k_2 d_2(t-\tau) \tag{3.3.3a}$$

在 $\tau \approx 0$ 时

$$T_f \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} u_w(t) + u_w(t) = k_f u_h(t) - k_1 d_1(t) + k_2 d_2(t) \tag{3.3.3b}$$

■

例 3.3.2　由于加热电炉的温度是借助于热电偶测量的，所以加热电炉温度响应的记录曲线其中包括热电偶的响应在内。但热电偶的响应很快，由实验方法测得它的数学模型为

$$T_c \frac{\mathrm{d}u_f(t)}{\mathrm{d}t} + u_f(t) = k_c u_w(t) \tag{3.3.4}$$

式中 $u_w(t)$ 是真正的加热电炉的炉内温度，而 $u_f(t)$ 是热电偶所产生的电动势(代表所测的温度)，热电偶的时间常数 T_c 显著小于加热炉的时间常数 T_f，即 $T_c \ll T_f$，因此在这个控制系统中可以略去，成为

$$u_f(t) = k_c u_w(t) \tag{3.3.4a}$$

■

例 3.3.3　放大器的数学模型

放大器是一个瞬时反应的无惯性部件，因此其模型为

$$u_m(t) = k_a \Delta u(t) \tag{3.3.5}$$

式中 $\Delta u(t)$ 为放大器输入的误差电压，$u_m(t)$ 为放大器输出电压。实际上，因为在放

大器前接有改善闭环系统动态特性用的 RC（电阻-电容）微分装置，故放大器模型为

$$u_{m}(t)=k_{a}u_{d}(t) \tag{3.3.5a}$$

式中 $u_{d}(t)$ 为 RC 微分装置的输出电压，即进入放大器的输入电压。■

例 3.3.4　电枢控制直流电动机的数学模型

图 3-1 炉温自动控制系统应用的电枢控制下直流电动机 M，是转速自动调节系统和随动系统中经常使用的被控对象或执行器（图 3-14）。

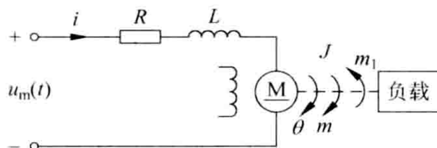


图 3-14　恒定磁场电枢控制直流电动机示意图

设电机轴上总转动惯量（包括负荷）J 是常数，各种机械转矩全部归并到负载转矩 m_{1}，电枢反应忽略不计。电动机电枢回路的电阻、电感相应地全部归并到电枢总电阻 R 和总电感 L。

根据基尔霍夫定律、牛顿定律以及直流电动机特性，有

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+Ri+e=u_{m} \tag{3.3.6}$$

$$e=C_{e}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{3.3.7}$$

$$J\frac{\mathrm{d}^{2}\theta}{\mathrm{d}t^{2}}=m-m_{1} \tag{3.3.8}$$

$$m=C_{m}i \tag{3.3.9}$$

式中 i 为电枢电流；m 为电磁转矩；e 为电动机反电势；u_{m} 为电枢电压；C_{e} 为电势系数；C_{m} 为转矩系数；θ 为电动机的转角。

消去中间变量 i,e,m，经整理得到以转角 θ 为输出量时电枢控制下直流电动机的数学模型

$$T_{m}T_{1}\frac{\mathrm{d}^{3}\theta}{\mathrm{d}t^{3}}+T_{m}\frac{\mathrm{d}^{2}\theta}{\mathrm{d}t^{2}}+\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=k_{e}u_{m}-k_{m}\left(T_{1}\frac{\mathrm{d}m_{1}}{\mathrm{d}t}+m_{1}\right) \tag{3.3.10}$$

式中 $T_{m}=\dfrac{RJ}{C_{e}C_{m}}$ 称为电动机的机电时间常数；$T_{1}=\dfrac{L}{R}$ 称为电动机的电磁时间常数；$k_{e}=1/C_{e}$ 为电枢电压作用系数；$k_{m}=\dfrac{R}{C_{e}C_{m}}$ 为负载转矩作用系数。

式(3.3.10)表示电动机的转角 θ 受到电枢电压 u_{m} 和负载转矩 m_{1} 两方面的（输入）作用。

若直流电动机的输出量为转速 n，如在电动机转速自动调节系统中，则电枢控制下直流电动机的数学模型为

$$T_{m}T_{1}\frac{\mathrm{d}^{2}n}{\mathrm{d}t^{2}}+T_{m}\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}+n=k_{e}u_{m}-k_{m}\left(T_{1}\frac{\mathrm{d}m_{1}}{\mathrm{d}t}+m_{1}\right) \tag{3.3.11}$$

式中 $n=\mathrm{d}\theta/\mathrm{d}t$,单位为 r/min。虽然是同一直流电动机,式(3.3.11)与式(3.3.10)不同。 ■

在图 3-1 的炉温自动控制系统中电枢控制下直流电动机用来转动调压器,这是转角 θ 为输出量的情况,应采用式(3.3.10)的模型。其系数 J 必须计入电动机轴经由减速齿轮系连上调压器转动部分所引起的总转动惯量。同时负载转矩 m_l 可认为是常数,可以略去,因为数学模型研究的是电枢电压变动对电动机转角变动 θ 的作用,称为增量形式。故在炉温自动控制系统中直流电动机连同调压器的动态数学模型最后为

$$T_m T_l \frac{\mathrm{d}^3\theta}{\mathrm{d}t^3} + T_m \frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = k_e u_m \tag{3.3.12}$$

此外,在系统中可以认为加热电压正比于电动机的转角,$u_h = k_h\theta$,则

$$T_m T_l \frac{\mathrm{d}^3 u_h}{\mathrm{d}t^3} + T_m \frac{\mathrm{d}^2 u_h}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}u_h}{\mathrm{d}t} = k_h k_e u_m \tag{3.3.13}$$

电动机的电磁时间常数 T_l 与机电时间常数 T_m 相比,常常可以忽略。故

$$T_m \frac{\mathrm{d}^2 u_h}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}u_h}{\mathrm{d}t} = k_h k_e u_m \tag{3.3.13a}$$

2. 描述控制系统动态响应的线性常系数微分方程

由于连续控制系统的元件或部件都是以微分方程描述的,个别是以代数方程描述的,所以对整个系统的数学模型而言,得到的是一个微分方程组。为了得到整个系统输入输出的数学描述,需要消去中间变量,最后得到一个以给定量(或者扰动量)为输入和被控量为输出的线性常系数微分方程。对于一个通常有 5 个以上元(部)件构成的系统,就有 5 个微分方程式还要加上比较环节含 3 个变量,这样消去中间变量的工作也是较复杂的。

在炉温自动控制系统中共有以下 4 个元(部)件的微分方程:式(3.3.2)、式(3.3.4a)、式(3.3.5)、式(3.3.13a)和比较环节方程 $\Delta u(t) = u_r(t) - u_f(t)$,这里滞后 $\tau \approx 0$。在这 5 个方程中要消去中间变量 $\Delta u(t)$,$u_m(t)$,$u_h(t)$,$u_f(t)$,最后得到一个以给定 $u_r(t)$ 为输入、以炉温 $u_w(t)$ 为输出的 3 阶微分方程(负载转矩 m_l 认为不变)如下

$$T_m T_f \frac{\mathrm{d}^3 u_w(t)}{\mathrm{d}t^3} + (T_m + T_f)\frac{\mathrm{d}^2 u_w(t)}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}u_w(t)}{\mathrm{d}t} + k_a k_f k_h k_e k_c u_w(t) = k_a k_f k_h k_e u_r(t) \tag{3.3.14}$$

式(3.3.14)是描述当给定电压 $u_r(t)$ 突然加上炉温自动控制系统时,炉温 $u_w(t)$ 响应的微分方程式。上述微分方程可以用经典的方法求解,但还是相当烦琐。

3. 引入微分装置后描述控制系统动态响应的线性常系数微分方程

如上文分析,对自动控制系统必要时要在控制规律中引入微分作用以抑制振荡。这称为镇定(stabilization)。校正装置就起这样的作用。

例 3.3.5 *RC* 微分装置的数学模型

由电阻器 R、电容器 C 组成 RC 微分装置(图 3-15)，是在直流随动系统中常用和在图 3-1 炉温自动控制系统中应用的校正装置(图上未画出)。它接在放大器的前端成串级状，其输入是误差 $\Delta u(t)$，输出是 $u_d(t)$。现推导其数学模型如下。

根据电路理论中的基尔霍夫(Kirchhoff, G.)定律，可将 RC 微分装置方程写出如下。设电阻器 R_1 流经电流为 i_1，电容器 C 流经电流为 i_2，则

$$\Delta u(t) = i_1 R_1 + (i_1 + i_2) R_2 = i_1 R_1 + u_d(t)$$

$$i_1 R_1 = \frac{1}{C}\int i_2 \mathrm{d}t$$

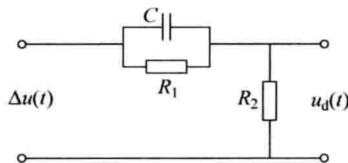


图 3-15 由 *RC* 组成微分装置

在上式中消去电流 i_1 和 i_2，可得下列描述其动态行为的微分方程

$$\alpha T_d \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} u_d(t) + u_d(t) = \alpha\left(T_d \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta u(t) + \Delta u(t)\right), \quad (0 < \alpha < 1) \tag{3.3.15}$$

式中 $T_d = R_1 C$ 为微分装置的时间常数，$\alpha = R_2/(R_1 + R_2)$。如果选电阻 R_2 相比 R_1 很小，则

$$u_d(t) \approx \alpha\left(T_d \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta u(t) + \Delta u(t)\right) \tag{3.3.15a}$$

输出 $u_d(t)$ 近似比例于输入 $\Delta u(t)$ 和它的微分。而微分量所占的比例由时间常数 T_d 决定。α 值越小，式(3.3.15a)越逼近等式。但给出的 $u_d(t)$ 信号越小，后接放大器需要越大的放大倍数。 ■

将微分装置接入原炉温控制系统，这时，有 5 个元(部)件的微分方程：式(3.3.2)、式(3.3.4a)、式(3.3.5a)、式(3.3.13a)、式(3.3.15)和比较环节方程 $\Delta u(t) = u_r(t) - u_f(t)$。在这 5 个方程中要消去中间变量 $\Delta u(t), u_m(t), u_h(t), u_d(t), u_f(t)$，最后得到一个以给定 $u_r(t)$ 为输入、以炉温 $u_w(t)$ 为输出、接入微分装置后的微分方程(假定负载转矩 m_1 不变，即不计入负载扰动)，则得炉温控制系统的 4 阶微分方程如下

$$\begin{aligned}
&\alpha T_d T_m T_f \frac{\mathrm{d}^4 u_w(t)}{\mathrm{d}t^4} + (\alpha T_d T_m + \alpha T_d T_f + T_m T_f)\frac{\mathrm{d}^3 u_w(t)}{\mathrm{d}t^3} \\
&\quad + (\alpha T_d + T_m + T_f)\frac{\mathrm{d}^2 u_w(t)}{\mathrm{d}t^2} + (1 + \alpha k_a k_f k_h k_e k_c T_d)\frac{\mathrm{d}u_w(t)}{\mathrm{d}t} \\
&\quad + \alpha k_a k_f k_h k_e k_c u_w(t) \\
&= \alpha k_a k_f k_h k_e T_d \frac{\mathrm{d}u_r(t)}{\mathrm{d}t} + \alpha k_a k_f k_h k_e u_r(t)
\end{aligned} \tag{3.3.16}$$

至于求解线性常系数微分方程的经典方法已在“高等数学”课中加以阐明，以下在 3.3.5 小节有简略回顾。解微分方程式(3.3.16)可得出在 $u_r(t)$ 输入炉温 $u_w(t)$ 的变化规律。

为了描述加热电炉在扰动 $d_1(t)$(或 $d_2(t)$)作用下，炉温 $u_w(t)$ 的变化规律，还需要联立扰动下的加热电炉的数学模型式(3.3.3a)、式(3.3.4a)、式(3.3.5a)、式(3.3.13a)、

式(3.3.15)以及比较环节方程 $\Delta u(t)=-u_f(t)$(由于$u_r(t)=0$)。在这5个方程中要消去中间变量 $\Delta u(t)$,$u_d(t)$,$u_m(t)$,$u_h(t)$,$u_f(t)$,最后得到一个以给定 $d_1(t)$(或 $d_2(t)$)为输入、以炉温 $u_w(t)$为输出的4阶微分方程,其等号右侧也有4阶。而且在 $\tau\neq0$ 时其等号左端还包含未知函数 $u_w(t)$的滞后项及其导数,右侧有外加扰动作用 $d_1(t)$(或 $d_2(t)$)的滞后项及其导数项。因此,这个微分方程较式(3.3.16)更为复杂。本节不准备在此列写该微分方程的全式,因为它们的求解复杂和烦琐。3.4节将用另一种研究方法——拉普拉斯变换和传递函数研究法,来阐明控制系统的传递函数数学模型的推导方法及其如何较方便地应用于求解控制系统的动态过程。

3.3.5 自动控制系统的时间域研究法

在3.3.1小节所阐明的对自动控制系统的稳定性、稳态精度、动态品质要求,都可以通过求解描述系统的微分方程而获得结果。这时系统输入 $u_r(t)$或扰动 $d(t)$常规定取为几种典型的函数形式。然后在给定的初始条件下求解这个微分方程。这时,系统微分方程的解则由控制系统本身的结构、参数、初始条件和输入作用的函数形式所决定。

典型的输入函数常规定取为单位阶跃 $1(t)$的形式,以表示系统输入的突然加上或负荷的突然变动,如加热炉的突加冷工件(图3-11);或者取为冲激函数 $\delta(t)$的形式,以表示生产机械负载的瞬间冲击性突变,如飞剪的极短时剪切加工;或者表示生理系统中的脉冲刺激。$\delta(t)$函数是一个理想的单位冲量(impulse),它被定义为在 $t=0$ 处是一有无穷大幅度并宽度无穷小的冲量(图3-16)。单位冲量具有如下的性质,即其面积为1。

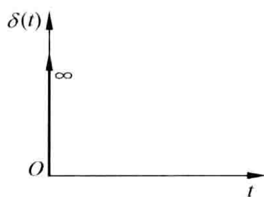


图3-16　单位冲量函数 $\delta(t)$

$$\int_0^{\infty}\delta(t)\mathrm{d}t=1 \tag{3.3.17}$$

在线性自动控制系统中,在单位冲量 $\delta(t)$激励下,系统会产生一个调节过程,并有输出 $y(t)$,称作冲激响应(impulse response)。同时可定义冲激响应函数 $g(t)$:可以证明,在任意输入 $u(t)$作用下,输出 $y(t)$与冲激响应函数 $g(t)$的关系为

$$y(t)=\int_0^{\infty}g(\tau)u(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{3.3.18}$$

当 $u(t)=\delta(t)$时,该式给出 $y(t)=g(t)$。

因此,对于自动控制系统的时间域(time domain)研究法,主要就是根据描述系统的微分方程或3.4节要叙述的传递函数,直接求解在典型输入 $u(t)$(或扰动 $d(t)$)作用下系统输出 $y(t)$关于时间 t 变化的表达式(微分方程的解)。然后根据此表达式或其相应的描述曲线来分析、鉴别系统的稳定性、稳态精度和动态品质等。

众所周知,在计算机问世以前,求解线性常系数的高阶微分方程是一件很烦琐的工作。由高等数学可知,线性常系数微分方程的解是由微分方程的一个特解,加

上其齐次微分方程的通解这两部分组成。通常取系统的稳态解作为特解。而其齐次微分方程的通解称为暂态解。作为简略复习，取一个简单的控制系统的 2 阶微分方程为例。

例 3.3.6　一个简单的控制系统的 2 阶微分方程

$$0.01\frac{\mathrm{d}^2 y(t)}{\mathrm{d}t^2}+0.25\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}t}+y(t)=u(t) \tag{3.3.19}$$

设输入 $u(t)$ 是单位阶跃函数 $1(t)$，由观察得到微分方程的一个特解(取稳态解)是 $y(\infty)=\lim_{t\to\infty}y(t)=u(\infty)=1$。其齐次微分方程通解的求取，则要先求解齐次微分方程的特征方程式 $0.01\lambda^2+0.25\lambda+1=0$，求得根 $\lambda_1=-5,\lambda_2=-20$。于是，控制系统的 2 阶微分方程的通解有如下形式

$$y(t)=1+A_1\mathrm{e}^{-5t}+A_2\mathrm{e}^{-20t} \tag{3.3.20}$$

通过已知初始条件，如 $y(0)=0,y'(0)=0.05$，则解出 $A_1=-1.33,A_2=0.33$。最后控制系统的 2 阶微分方程的全解为

$$y(t)=1-1.33\mathrm{e}^{-5t}+0.33\mathrm{e}^{-20t} \tag{3.3.21}$$

■

从以上叙述可知，求解线性常系数的 n 阶微分方程的一个难点是，要求解一个 n 次的特征方程(代数方程)；另一个难点是要根据给出的初始条件确定解的 n 个任意常数 $A_1,A_2,\cdots,A_n$。这在 n 大于 3 以上时，也是较麻烦的。

然而，在时间域研究法中自动控制系统的稳定性、稳态精度、动态品质要求不能全部满足的情况下，人们不得不修改系统的某些参数，如放大器放大倍数 k_1、微分装置的时间常数 T_d 和比例系数 α 等，多次重新求解高阶微分方程以进行试凑。这导致自动控制系统的研究和设计相当费时和麻烦。

所以，在时间域研究、分析和设计自动控制系统，如采用直接求解控制系统微分方程的方法，虽然直截了当、一目了然，但带有试凑性和不够简洁。在时间域研究中也有一些间接的分析方法，但都烦琐、粗略。为此，人们不得不创建一些间接的方法如稳定性判据、频率法来研究控制系统的动态品质(参见 3.3.6 小节和 3.4 节)。

例如，对于图 3-1 所示的加热电炉温度自动控制系统，设电炉的滞后 τ 很小可以不计，在没有校正装置的情况下，式(3.3.14)为如下 3 阶微分方程

$$T_m T_f\frac{\mathrm{d}^3 u_w(t)}{\mathrm{d}t^3}+(T_m+T_f)\frac{\mathrm{d}^2 u_w(t)}{\mathrm{d}t^2}+\frac{\mathrm{d}u_w(t)}{\mathrm{d}t}+k_a k_f k_h k_e k_c u_w(t)=k_a k_f k_h k_e u_r(t)$$

从该式左、右侧不带微分项的两项可以看出，在稳态时 $k_c u_w(\infty)=u_r(\infty)$，即系统是无差的(见 3.3.1 小节)。代入参数 $T_f=30,T_m=0.5,k_a=250,k_f=0.1,k_h=1,k_c=0.1,k_e=1$(所有参数的单位从略)，则得

$$15\frac{\mathrm{d}^3 u_w(t)}{\mathrm{d}t^3}+30.5\frac{\mathrm{d}^2 u_w(t)}{\mathrm{d}t^2}+\frac{\mathrm{d}u_w(t)}{\mathrm{d}t}+2.5u_w=25u_r(t)$$

加热炉温度在单位阶跃输入作用 $u_r(t)=1(t)$的激励下，利用 MATLAB 软件编程容易求得其解。具体程序可参阅下文。解的上升曲线 $u_w(t)$如图 3-17 中曲线 $k_1(=k_a k_f)=25$ 所示，$u_w(t)$ 曲线呈发散振荡状。这表明，加热电炉温度自动控制系

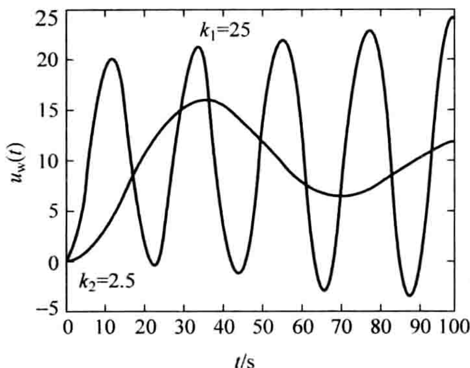


图 3-17　加热电炉温度自动控制系统 $k_1=25$ 和 $k_2=2.5$ 时的 $u_w(t)$ 上升曲线

统是不稳定的。

本书建议时间域研究分析的微分方程求解利用 MATLAB 软件进行。MATLAB 软件是美国 MathWorks 公司推出的高级的数值分析、处理和计算软件。它的控制工具箱(Toolboxes)是实现常规控制系统的设计、分析和建模的重要工具。进入 MATLAB 环境同时也打开 MATLAB 命令窗口。输入 MATLAB 命令和函数,回车后立即执行该命令。例如用 MATLAB 软件求例 3.3.6 特征方程的根的程序为

```
d=[15 30.5 1 2.5]; roots(d)
```

显示　−2.0407,0.0037±0.2858j;可见存在一对实部为正的复根,导致控制系统的不稳定(参见式(3.3.21))。

为此,必须将 RC 微分装置(图 3-15)接入在放大器之前,设置参数 $\alpha=0.1$,$T_d=10$。这时,由于 RC 微分装置将系统放大倍数降为 1/10,故提高放大器的放大倍数 10 倍,使 $k_a k_f=250$,得到系统的四阶微分方程如下

$$15\frac{d^4u_w(t)}{dt^4}+45.5\frac{d^3u_w(t)}{dt^3}+31.5\frac{d^2u_w(t)}{dt^2}+3.5\frac{du_w(t)}{dt}+0.25u_w(t)$$

$$=25\frac{du_r(t)}{dt}+2.5u_r(t)$$

它的解给出单位阶跃输入 $u_r(t)=1(t)$ 作用下的上升曲线 $u_w(t)$。今用 MATLAB 软件计算出单位阶跃输入作用下的响应 $u_w(t)$,其微分方程求解和解的作图程序为

```
num=[25 2.5]; den=[15 45.5 31.5 3.5 0.25]; t=[0:0.1:100];uw=step(num,den,t);
plot(t,uw)
```

回车后即可画出,如图 3-18 所示。用 MATLAB 软件计算出超调量为 18%,振荡次数为 5 次。调节时间为 99.9s(程序从略)。并且 $k_c u_w(\infty)=u_f(\infty)=u_r(\infty)$,系统是无差的。

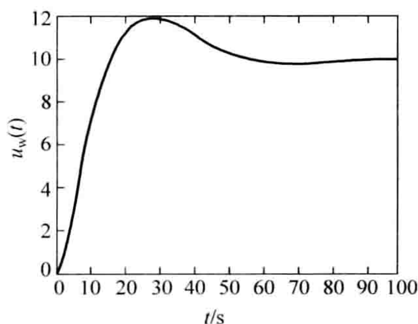


图 3-18　电炉温度自动控制系统具有微分装置的 $u_w(t)$ 上升曲线

如果在没有 RC 微分装置时降低放大器的放大倍数 $k_a=25$，则系统是稳定的，其 $u_w(t)$ 如图 3-17 中曲线 $k_2(=k_ak_f)=2.5$ 所示。此时，可以用 MATLAB 软件计算出，超调量为 60%，振荡次数为 5 次，调节时间为 500s。但调节过程的动态品质要比接用微分装置时下降很多，这显示出校正装置（微分装置）的功能，同时也说明利用 MATLAB 软件使求解线性常系数的高阶微分方程和求其动态品质指标变得容易和简便。

上述校正装置是在控制规律中引入微分，还有其他两种最常用的由电阻器-电容器构成的 RC 校正装置，给出在 3.5.1 小节。更复杂的 RC 校正装置可参阅本章参考文献。

3.3.6　稳定性分析及代数判据

控制系统的稳定性（2.9 节），表示系统在没有输入或扰动时能平衡（静止）于它的稳态，在有限输入或扰动时系统经过一段时间后趋近或运动至原稳态附近新的稳态的能力。

如 3.3.5 小节所述，对线性控制系统受到输入或扰动后的运动（即其微分方程的解），由两部分组成，其特解显然用来描述系统的新的稳态，而其通解（暂态解）决定系统能否运动至原稳态附近新的稳态，或恢复到原稳态。从式（3.3.19）和式（3.3.20）进一步分析发现，这又决定于齐次微分方程特征方程式的根的性质。如果特征根是负的，如例 3.3.6，或在特征根是复数的情况下根有负的实部，则线性控制系统能恢复到原稳态（或附近），换言之，系统是稳定的；否则就是不稳定的（见图 3-17 中 $k_1=25$ 之例）。

因此，线性定常控制系统稳定的充分必要条件是：系统微分方程特征方程式的所有根是负实数或是具有负实部的共轭复数。这样，对线性控制系统稳定性的研究，归结为要判断闭环系统微分方程的特征根是否是负实数或具有负实部。因此，要设法用特征方程的系数来判断特征方程式根的性质。数学家 E. 劳思提出代数形式的判据，来判断特征方程式根的性质。

劳思的代数稳定判据　先按降次幂列出闭环控制系统的特征方程式

$$D(\lambda)=a_n\lambda^n+a_{n-1}\lambda^{n-1}+\cdots+a_1\lambda+a_0=0 \tag{3.3.22}$$

然后,根据特征方程式的系数构造劳思阵列(也叫劳思表格)如下

$$\begin{array}{c|ccccc}
\lambda^n & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & \cdots \\
\lambda^{n-1} & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & \cdots \\
\lambda^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \cdots \\
\lambda^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \cdots \\
\lambda^{n-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & \cdots \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\
\lambda^2 & e_1 & e_2 & & & \\
\lambda^1 & f_1 & & & & \\
\lambda^0 & a_0 & & & &
\end{array}$$

阵列外(竖线左侧)为 λ^n 的降次幂排列,直到 λ^0。阵列中第一行和第二行的元素可按照特征方程式的系数直接填写。从第三行起,各元素按下列公式计算

$$b_1=\frac{-\begin{vmatrix}a_n & a_{n-2}\\ a_{n-1} & a_{n-3}\end{vmatrix}}{a_{n-1}},\quad b_2=\frac{-\begin{vmatrix}a_n & a_{n-4}\\ a_{n-1} & a_{n-5}\end{vmatrix}}{a_{n-1}},\quad b_3=\frac{-\begin{vmatrix}a_n & a_{n-6}\\ a_{n-1} & a_{n-7}\end{vmatrix}}{a_{n-1}},\cdots$$

直到其余的 b_i 均为 0 为止。第四行由第二行和第三行按同样的方法产生,即

$$c_1=\frac{-\begin{vmatrix}a_{n-1} & a_{n-3}\\ b_1 & b_2\end{vmatrix}}{b_1},\quad c_2=\frac{-\begin{vmatrix}a_{n-1} & a_{n-5}\\ b_1 & b_3\end{vmatrix}}{b_1},\quad c_3=\frac{-\begin{vmatrix}a_{n-1} & a_{n-7}\\ b_1 & b_4\end{vmatrix}}{b_1},\cdots$$

依次类推直到求出第 $n+1$ 行为止。劳思阵列呈倒三角形,最后一行只有一个元素,即式(3.3.22)中最后一个系数 a_0。

劳思提出和证明的代数稳定判据表述为:线性定常闭环控制系统稳定的充分必要条件是,微分方程特征方程式的系数均为正,以及劳思阵列中第一列的所有系数均为正。

例 3.3.7　闭环控制系统的特征方程式如下,试判断其稳定性。

$$D(\lambda)=\lambda^4+6\lambda^3+12\lambda^2+11\lambda+6=0$$

解　特征方程式的系数均为正。

构造劳思阵列

$$\begin{array}{c|ccc}
\lambda^4 & 1 & 12 & 6 \\
\lambda^3 & 6 & 11 & 0 \\
\lambda^2 & 61/6 & 6 & 0 \\
\lambda^1 & 455/6 & 0 & \\
\lambda^0 & 6 & 0 &
\end{array}$$

由于特征方程式的系数均为正,第一列所有系数均为正,故该系统稳定。 ■

有些情况下代数稳定判据还是有它的优点的,例如,它可以方便地帮助决定能

使系统稳定的特征方程中某一参数的范围，见本章习题 3.10。

3.4 传递函数与频域分析法

3.4.1 拉普拉斯变换

为了在求取控制系统的高阶微分方程过程中避免消去中间变量的麻烦，简化其求取手续和求解系统微分方程，必须引入数学工具拉普拉斯变换。它将一个时间函数 $f(t)$ 通过下述积分变换为一个新变量 s 的函数 $F(s)$

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \tag{3.4.1}$$

式中 s 是一个复变量，$s=\sigma+j\omega$，σ 是其实变量部分，ω 是虚变量部分，$j=\sqrt{-1}$ 是虚数。$f(t)$ 和 $F(s)$ 相应互称变换的原函数和象函数。用运算符号将拉普拉斯变换式(3.4.1)表示成

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)] \tag{3.4.1a}$$

研究控制系统动态过程所采用的典型输入信号单位阶跃函数 $1(t)$ 和单位冲激函数 $\delta(t)$ 都是可拉普拉斯变换的。

例 3.4.1　单位阶跃函数 $1(t)$ 的象函数

$1(t)$ 定义为 $1(t)=0, t<0$；$1(t)=1, t\geqslant 0$，则

$$\int_0^{\infty} 1(t) e^{-st} dt = \frac{1}{s} \quad 或 \quad \mathcal{L}[1(t)] = \frac{1}{s} \tag{3.4.2}$$

■

例 3.4.2　单位冲激函数 $\delta(t)$ 的象函数

$$\int_0^{\infty} \delta(t) e^{-st} dt = 1 \quad 或 \quad \mathcal{L}[\delta(t)] = 1 \tag{3.4.3}$$

■

由拉普拉斯变换的象函数 $F(s)$ 求取原函数 $f(t)$ 的数学运算，称为拉普拉斯反变换，它是通过下述积分运算实现的

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} dt \tag{3.4.4}$$

或用运算符号表示成　$f(t)=\mathcal{L}^{-1}[F(s)]$。例 3.4.1 及例 3.4.2 的象函数都可通过拉普拉斯反变换找到原函数。

可以证明，拉普拉斯变换的原函数 $f(t)$ 和象函数 $F(s)$ 是一一对应的，而象函数 $F(s)$ 经过拉普拉斯反变换后得到原函数 $f(t)$；或用运算符号表示成：$f(t)=\mathcal{L}^{-1}[F(s)]=\mathcal{L}^{-1}\mathcal{L}[f(t)]=f(t)$。现将拉普拉斯变换的有关定理以及原函数和对应的象函数的简表列出于附录 A，可以方便地从原函数 $f(t)$ 查到象函数 $F(s)$，或反向查读，即从象函数 $F(s)$ 查到原函数 $f(t)$。附录 A 中拉普拉斯变换有关定理的证明从略。

3.4.2 元件和系统的传递函数,系统的结构图

1. 元件的传递函数

引用上述拉普拉斯变换可求取元件和系统微分方程的拉普拉斯变换式。今以 RC 微分装置(例 3.3.5,图 3-15)为例,它的微分方程模型如式(3.3.15)所示,即

$$\alpha T_{\mathrm{d}} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_{\mathrm{d}}(t)+u_{\mathrm{d}}(t)=\alpha\left(T_{\mathrm{d}} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta u(t)+\Delta u(t)\right)$$

式中时间常数 $T_{\mathrm{d}}=R_1C$,系数 $\alpha=R_2/(R_1+R_2)$。根据附录 A 拉普拉斯变换简表的第 1 条线性定理,对上式逐项进行拉普拉斯变换,并设$\mathcal{L}[u_{\mathrm{d}}(t)]=U_{\mathrm{d}}(s)$,$\mathcal{L}[\Delta u(t)]=\Delta U(s)$,引用附录 A 的微分定理,并设初始条件为 $\Delta u(0)=0$,则

$$(\alpha T_{\mathrm{d}}s+1)U_{\mathrm{d}}(s)=\alpha(T_{\mathrm{d}}s+1)\Delta U(s) \tag{3.4.5}$$

而元件(或系统)的传递函数 $G(s)$定义为:在零初始条件下元件(或系统)输出的拉普拉斯变换 $U_{\mathrm{d}}(s)$和输入的拉普拉斯变换 $\Delta U(s)$之比。RC 微分装置的传递函数为

$$G_{\mathrm{d}}(s)=\frac{U_{\mathrm{d}}(s)}{\Delta U(s)}=\frac{\alpha(T_{\mathrm{d}}s+1)}{\alpha T_{\mathrm{d}}s+1} \tag{3.4.6}$$

式中 α 称为传递系数。当 α 很小时,RC 微分装置的传递函数 $G_{\mathrm{d}}(s)\approx\alpha(T_{\mathrm{d}}s+1)$。

由式(3.3.15)和式(3.4.6)可以看出,前者是 RC 微分装置在时间域的描述,后者是在 s 域的描述。而在式(3.3.15)中如以输入和输出的象函数代替原函数,以复变量 s 代替$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$就可得到式(3.4.5)。两式又可以通过拉普拉斯变换和拉普拉斯反变换互相推演,所以可以认为式(3.3.15)和传递函数式(3.4.6)包含着原微分方程的所有信息,即元件的动态性能的信息。只是复变量 s 可以像代数变量那样进行运算处理。这对于人们表述、处理一个动态元(部)件或系统的动态行为有很大的简便之处。

例 3.4.3 加热电炉的传递函数

加热电炉的微分方程模型在滞后 $\tau\neq0$ 时如式(3.3.3a)所示,即

$$T_{\mathrm{f}} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_{\mathrm{w}}(t)+u_{\mathrm{w}}(t)=k_{\mathrm{f}}u_{\mathrm{h}}(t-\tau)+k_1d_1(t-\tau)+k_2d_2(t-\tau)$$

对上式进行拉普拉斯变换并考虑到附录 A 的滞后定理,又设$\mathcal{L}[u_{\mathrm{f}}(t)]=U_{\mathrm{f}}(s)$,$\mathcal{L}[u_{\mathrm{m}}(t)]=U_{\mathrm{m}}(s)$,则$\mathcal{L}[u_{\mathrm{m}}(t-\tau)]=\mathrm{e}^{-\tau s}U_{\mathrm{m}}(s)$,得

$$U_{\mathrm{w}}(s)=\frac{k_{\mathrm{f}}\mathrm{e}^{-\tau s}}{T_{\mathrm{f}}s+1}U_{\mathrm{h}}(s)+\frac{k_1\mathrm{e}^{-\tau s}}{T_{\mathrm{f}}s+1}D_1(s)+\frac{k_2\mathrm{e}^{-\tau s}}{T_{\mathrm{f}}s+1}D_2(s) \tag{3.4.7}$$

当滞后时间 τ 很小,$\tau\approx0$ 时,由加热电压变动引起的加热电炉的传递函数 $G_{\mathrm{f}}(s)$,传递系数为 k_{f}

$$G_{\mathrm{f}}(s)=\frac{U_{\mathrm{w}}(s)}{U_{\mathrm{h}}(s)}=\frac{k_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{f}}s+1} \tag{3.4.7a}$$

■

例 3.4.4　热电偶的传递函数

由热电偶的微分方程式(3.3.4)，得热电偶的传递函数 $G_c(s)$

$$G_c(s)=\frac{U_f(s)}{U_w(s)}=\frac{k_c}{T_c s+1}\approx k_c \tag{3.4.8}$$

■

例 3.4.5　电枢控制直流电动机连同调压器的传递函数

电枢控制直流电动机连同调压器的微分方程模型如式(3.3.13)所示，即

$$T_m T_l\frac{d^3 u_h}{dt^3}+T_m\frac{d^2 u_h}{dt^2}+\frac{du_h}{dt}=k_h k_e u_m$$

或忽略电磁时间常数 T_l，则

$$T_m\frac{d^2 u_h}{dt^2}+\frac{du_h}{dt}=k_h k_e u_m$$

对式(3.3.13)进行拉普拉斯变换并设$\mathcal{L}[u_h(t)]=U_h(s)$，得电枢控制直流电动机的传递函数

$$G_m(s)=\frac{U_h(s)}{U_m(s)}=\frac{k_h k_e}{T_l T_m s^3+T_m s^2+s} \tag{3.4.9}$$

或忽略电磁时间常数 T_l，则

$$G_m(s)=\frac{k_h k_e}{T_m s^2+s} \tag{3.4.9a}$$

■

例 3.4.6　放大器的传递函数

由放大器的数学模型式(3.3.5)$u_d(t)=k_1\Delta u(t)$，则放大器的传递函数

$$G_a(s)=\frac{U_d(s)}{\Delta U(s)}=k_1 \tag{3.4.10}$$

■

2. 系统的传递函数及结构图

根据上述诸元件的传递函数式(3.4.6)、式(3.4.7)、式(3.4.8)、式(3.4.9)、式(3.4.10)以及比较环节的方程 $\Delta u(t)=u_r(t)-u_f(t)$的拉普拉斯变换式 $\Delta U(s)=U_r(s)-U_f(s)$，则可以绘出加热炉在输入作用 $U_r(s)$下炉温自动控制系统的结构图(图 3-19)。控制系统的结构图，由各元(部)件(环节)传递函数的方框组成，并注明各个拉普拉斯变换后的变量，再将各个环节之间按信息传递方向用箭头相连。此时，方框仅表明各元(部)件经抽象后的表征动态性能的传递函数，它们间的相互连接、反馈以及扰动和输入、输出。

图 3-19 中从误差 $\Delta U(s)$到输出 $U_w(s)$，称为前向通道，其传递函数设为 $G(s)$；从输出 $U_w(s)$到比较环节⊗称为反馈通道，其传递函数设为 $H(s)$。利用 $G(s)$和 $H(s)$将一般的方框图表示成图 3-20。$E(s)$是误差 $e(t)$的拉普拉斯变换式，即图 3-19 中的 $\Delta U(s)$。符号"≈"表示在图上该处切断连接，使控制系统成为开环的。

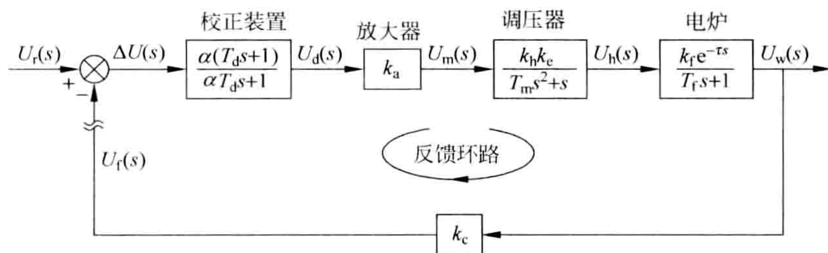


图 3-19　加热炉炉温控制系统的结构图

开环控制系统的传递函数定义为

$$G_0(s) = G(s)H(s) \tag{3.4.11}$$

是前向通道传递函数 $G(s)$和反馈通道传递函数 $H(s)$的乘积。而闭环控制系统的传递函数 $W(s)$定义为输出 $Y(s)$和输入 $U(s)$之比,可由 $E(s)=U(s)-H(s)Y(s)$, $Y(s)=G(s)E(s)$求得

$$W(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G(s)E(s)}{E(s)+H(s)Y(s)}$$

$$= \frac{G(s)}{1+H(s)G(s)} \tag{3.4.12}$$

图 3-20　控制系统的典型结构图

由式(3.4.12)可以看出,闭环传递函数将闭环传递函数 $W(s)$与前向通道的传递函数 $G(s)$和反馈通道的传递函数 $H(s)$联系在一起。像随动系统中(图 1-4)输出直接反馈与输入相比较,即 $H(s)=1$ 的场合,则

$$Y(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)}U(s) = W(s)U(s) \tag{3.4.12a}$$

即闭环随动系统的输出 $Y(s)$取决于闭环传递函数 $W(s)$和输入 $U(s)$的性质。

加热炉炉温自动控制系统的反馈通道上只一个热电偶(图 3-19),其反馈通道传递函数

$$H(s) = k_c \tag{3.4.13}$$

3. 传递函数的性质

注意,拉普拉斯变换只适宜应用于线性系统(参见 3.1.3 小节)。元(部)件和系统的传递函数,通常是拉普拉斯变换复变量 s 的有理分式,分母、分子都是 s 的多项式,但分母阶数大于或等于分子阶数。所以,可以将分母为 2 阶或以上的传递函数(如电枢控制下直流电动机)用部分分式法分解成 2 个或以上的基本环节。这些基本环节是:比例环节 k(如放大器);一阶惯性环节 $\frac{k}{Ts+1}$(如热电偶);振荡环节 $\frac{k}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}$,$0<\zeta<1$(如电阻-电感-电容的串联回路);理想微分环节 ks,(近似微分环节为$\frac{ks}{Ts+1}$,如 RC 微分装置则包含近似微分环节和比例环节,见本小节之 4.

环节(传递函数)的连接)；积分环节$\frac{1}{s}$；滞后环节$ke^{-\tau s}$。在位置输出时的电枢控制下直流电动机的传递函数包含一积分环节；而加热电炉的传递函数包含一滞后环节。这些按动态性能划分的基本环节为数不多,但对了解和分析控制系统的性质有很大的帮助。元(部)件的物理属性可以不同,但可有同样的传递函数。这就是说有同样的动态性质。

4. 环节(传递函数)的连接

从图3-19可以看出在前向通道上几个环节串联连接,第一个环节的输出就是第二个环节的输入,第二个环节的输出就是第三个环节的输入等。串联环节的等效环节,其传递函数是以第一个环节的输入为输入,以最后一个环节的输出为输出,以图3-19为例,4个元件串联后等效的传递函数再串联上第五环节(热电偶)得到加热炉在输入作用$U_r(s)$下炉温自动控制系统的开环系统的传递函数$G(s)H(s)$

$$\begin{aligned}G(s)H(s)&=\frac{U_f(s)}{\Delta U(s)}=\frac{U_d(s)}{\Delta U(s)}\frac{U_m(s)}{U_d(s)}\frac{U_h(s)}{U_m(s)}\frac{U_w(s)}{U_h(s)}\frac{U_f(s)}{U_w(s)}\\&=G_d(s)G_a(s)G_m(s)G_f(s)G_c(s)\\&=\frac{\alpha(T_ds+1)}{\alpha T_ds+1}k_a\frac{k_hk_e}{T_ms^2+s}\frac{k_f}{T_fs+1}k_c\\&=\frac{\alpha k_ak_fk_hk_ek_c(T_ds+1)}{(\alpha T_ds+1)(T_ms+1)(T_fs+1)s}\end{aligned}\tag{3.4.14}$$

可见环节串联后,其等效的传递函数等于各环节传递函数的积。这样,一个在s域求积的简单过程,相当于在时间域上对5个微分方程消去4个中间变量$u_d(t)$,$u_m(t)$,$u_h(t)$和$u_w(t)$,这就显示出传递函数方法即频率域研究法的优越性。

环节的并联表示两个以上的环节有相同的输入$U(s)$,而输出$Y(s)$则为各环节输出$Y_1(s)$和$Y_2(s)$等相加的和。例如,非理想的微分装置(图3-15)是由一个非理想的微分环节和一个非理想的比例环节并联而成(图3-21),则可以得到输入为$U(s)$输出为$Y(s)=Y_1(s)+Y_2(s)$的并联环节的等效结果

$$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{Y_1(s)+Y_2(s)}{U(s)}=\frac{Y_1(s)}{U(s)}+\frac{Y_2(s)}{U(s)}=\frac{\alpha T_ds}{\alpha T_ds+1}+\frac{\alpha}{\alpha T_ds+1}=\frac{\alpha(T_ds+1)}{\alpha T_ds+1}\tag{3.4.15}$$

这说明两者并联得到一个非理想的微分加非理想的比例环节,即RC微分装置(例3.3.5)。

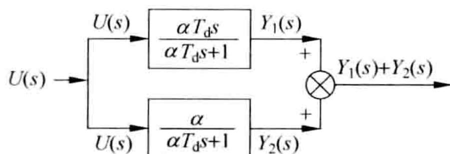


图3-21　环节的并联

还有一种常用的环节连接是局部负反馈，如图3-5所示自动控制系统的各环节功能框图上所示的并联校正装置。这时合成环节的等效传递函数可仿照图3-20和式(3.4.12)。

5. 控制系统的稳态误差

由上面本小节之2，可以推导出另一个重要的闭环误差$E(s)$的传递函数关系式

$$E(s)=U(s)-H(s)Y(s)=U(s)-H(s)\frac{G(s)}{1+H(s)G(s)}U(s)$$

$$=\frac{1}{1+H(s)G(s)}U(s) \tag{3.4.16}$$

利用式(3.4.16)可以根据系统的传递函数，确定系统的稳态误差。

以研究加热炉炉温控制系统的稳态误差为例，如果输入作用$u(t)=u_r(t)=1(t)$是单位阶跃函数，$U(s)=\frac{1}{s}$；输出作用$y(t)=u_w(t)$，$E(s)=\Delta U(s)$，则由式(3.4.16)得

$$\Delta U(s)=\frac{1}{1+H(s)G(s)}\frac{1}{s} \tag{3.4.16a}$$

参照附录A"拉普拉斯变换简表"中的终值定理，可得

$$\lim_{t\to\infty}\Delta u(t)=\lim_{s\to 0}s\Delta U(s)=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s+sH(s)G(s)}=0 \tag{3.4.16b}$$

这是由于$G(s)H(s)$分母中含有一个由积分环节(电动机M所含有)提供的$1/s$(见式(3.4.13))，故上式分母不等于0。所以，无论有无微分(校正)装置，系统的稳态误差$\lim\limits_{t\to\infty}\Delta u(t)=0$。即对于单位阶跃输入作用，系统是无差的。这从理论上阐明了积分环节的消除稳态误差的功能。如果开环系统没有积分环节，则

$$\lim_{t\to\infty}\Delta u(t)=\lim_{s\to 0}\frac{1}{1+H(s)G(s)}=\frac{1}{1+K} \tag{3.4.16c}$$

式中K是开环系统的总放大倍数(总传递函系数)。以加热炉炉温自动控制系统的结构图(图3-19)为例，$K=\alpha k_a k_f k_h k_e k_c$。因此，稳态精度为$1/(1+K)$，$K$愈大，稳态精度愈高。

6. 加热炉炉温控制系统的闭环传递函数及时间响应

根据图3-21和式(3.4.13)、式(3.4.14)可以得到加热炉在输入作用$U_r(s)$下炉温控制系统的闭环传递函数

$$\frac{U_w(s)}{U_r(s)}=\frac{G(s)}{1+G(s)H(s)}=\frac{\alpha k_a k_f k_h k_e(T_d s+1)}{(\alpha T_d s+1)(T_m s+1)(T_f s+1)s+\alpha k_a k_f k_h k_e k_c(T_d s+1)} \tag{3.4.17}$$

该式就是式(3.3.16)微分方程所相应的系统的传递函数，但它的推导就容易得多。必须指出，元件和环节的传递函数的合并，也可以采用信号流图的方法实现(参见2.4节和本章参考文献)。

一般的传递函数可以写成零极点的形式如下

$$\frac{U_w(s)}{U_r(s)} = \frac{K\prod_{i=1}^{m}(s+z_i)}{\prod_{i=1}^{n}(s+p_i)} \tag{3.4.18}$$

式中 $-z_i$，$-p_i$ 相应称为该传递函数的零点和极点。

可以看出，加热炉在输入作用 $U_r(s)$ 下炉温控制系统的闭环传递函数，其分母是闭环控制系统的特征方程，是 4 次代数方程。为了要查拉普拉斯变换表（见附录 A）进行拉普拉斯反变换，必须依据传递函数的极点将式（3.4.17）化成部分分式。因此，还是要求出特征方程的根（传递函数的极点）。所以应用拉普拉斯变换来求解控制系统的动态响应，虽能绕过 3.6.2 小节所叙述的求解线性高阶常微分方程的第二个难点，但同样要解出特征方程的根这一难点依然无法避免。

然而，利用计算软件 MATLAB 可以方便地进行部分分式展开，更可以直接求解控制系统炉温的调节过程。这样，连拉普拉斯反变换运算都不需要进行了。此外，本章 3.5 节将阐明 MATLAB 中具有 Simulink 这一重要组成部分，它主要用于动态系统的仿真。利用 Simulink 在工作窗口建立系统结构图的方法，可以方便地得到系统的动态仿真（调节过程）。3.5 节将阐明，这特别适合于控制系统的校正。

7. 加热炉炉温控制系统对扰动的闭环传递函数

以上加热炉炉温闭环传递函数，是针对炉温控制系统处于跟随工作状态而推导出的。然而，加热炉炉温控制系统对扰动的调节工作状态才是更重要的，因为它是一个恒值自动调节系统。图 3-10 所示为加入冷工件或环境温度突然下降时，加热炉炉膛温度的自动调节过程，即温度的下降曲线。研究这个动态调节过程需要采用加热炉炉温 $u_w(t)$ 的下列完整的微分方程式（略去滞后 τ 并且扰动 d_2 不变，参见式（3.3.3a））

$$T_f\frac{d}{dt}u_w(t) + u_w(t) = k_f u_h(t) - k_1 d_1(t)$$

式中 $d_1(t)$ 为扰动；$u_h(t)$ 为加热电压，也即 $u_h(t)$ 和扰动 $d_1(t)$ 两者联合作用时所引起的炉膛温度变动的方程。这样，加热炉炉温对扰动的传递函数为

$$U_w(s) = \frac{k_f}{T_f s+1}U_h(s) - \frac{k_1}{T_f s+1}D_1(s) \tag{3.4.19}$$

而加热炉炉温控制系统对扰动的结构图如图 3-22 所示，从中可以观察到控制系统在调节状态下工作，输入端没有给定量的变化，$U_r(s)=0$。同时加热炉传递函数的输入由两部分组成：一部分为由调压器端电压 $U_h(s)$ 来调节炉温（前向通道），另一部分为由扰动端 $D_1(s)$ 来影响炉温（扰动通道）。加热炉炉温控制系统温度对扰动的闭环传递函数，从扰动端计入，由两部分串联组成：一部分是扰动通道的传递函数（$-k_1/k_f$），另一部分是从扰动端比较器计入，有负反馈的闭环传递函数。对后者仍应用式（3.4.12）导出，这时前向通道只剩下对象加热炉。将上述两部分的传递函数相乘，则得加热炉

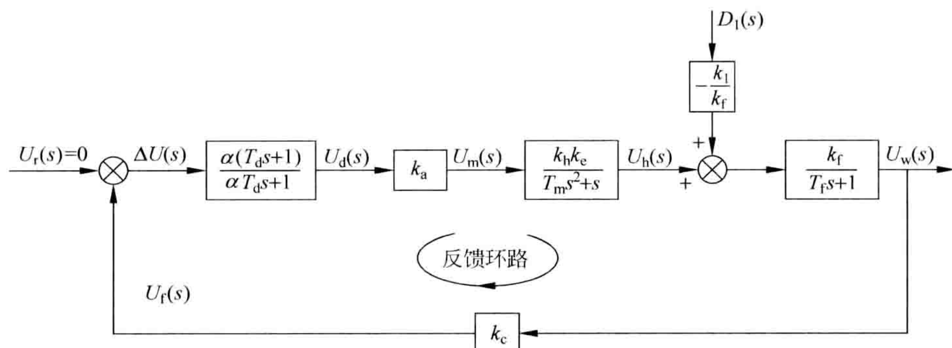


图 3-22　加热炉炉温控制系统对扰动的结构图

炉温控制系统对扰动的闭环传递函数,列出如下

$$\frac{U_w(s)}{D_1(s)}=\frac{-k_1}{k_f}\frac{k_f/(T_f s+1)}{1+\frac{\alpha k_a k_f k_h k_e k_c(T_d s+1)}{(\alpha T_d s+1)(T_m s^2+s)(T_f s+1)}}$$

$$=\frac{-k_1(\alpha T_d s+1)(T_m s^2+s)}{(\alpha T_d s+1)(T_m s^2+s)(T_f s+1)+\alpha k_a k_f k_h k_e k_c(T_d s+1)} \tag{3.4.20a}$$

这是一个分母为4阶的闭环控制对扰动的传递函数。它相当于3.3.4小节提到而未列出的描述炉温 $u_w(t)$ 对扰动 $d_1(t)$ 的4阶微分方程。若未接校正装置,$T_d=0$,$\alpha=1$,则成为分母为3阶的传递函数,相当于3阶微分方程式。右侧符号表示扰动加大会引起炉温降低

$$\frac{U_w(s)}{D_1(s)}=\frac{-k_1(T_m s^2+s)}{(T_m s^2+s)(T_f s+1)+k_a k_f k_h k_e k_c} \tag{3.4.20b}$$

将各参数代入,并取低的总放大倍数 $K=k_a k_f=2.5$ 以保证系统稳定,得到扰动作用下的闭环传递函数

$$\frac{U_w(s)}{D_1(s)}=\frac{-0.05(0.5s^2+s)}{15s^3+30.5s^2+s+0.25}$$

具有微分装置时的扰动作用 $d_1(t)$ 下的闭环传递函数为

$$\frac{U_w(s)}{D_1(s)}=\frac{-0.05(0.5s^3+1.5s^2+s)}{15s^4+45.5s^3+31.5s^2+3.5s+0.25}$$

这样,炉温 $U_w(s)$ 对扰动 $D_1(s)$ 的闭环传递函数退化为分母为3或4阶的有理分式,可以采用MATLAB软件进行部分分式展开。经过拉普拉斯反变换运算扰动作用下对炉温的微分方程的解就可以求得了。

实际上,本节仍采用MATLAB软件直接计算在扰动 $d_1(t)$ 为单位阶跃时的炉温响应 $u_w(t)$。图3-23中的曲线1为没有微分装置时炉温的响应,曲线2为有微分装置时的响应。可见微分装置由于改善了闭环系统的动态特性,使扰动的响应也显著减小。

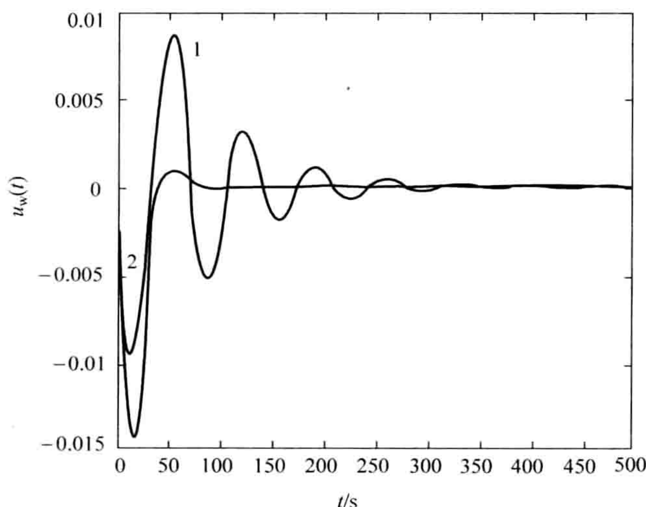


图 3-23　加热炉炉温控制系统对扰动的响应

3.4.3　自动控制系统的频率域分析法

1. 元(部)件和系统频率特性的实验求取

由于早期自动控制系统时间域研究法的局限性，在 20 世纪 40 年代，人们采用在实验室对控制系统（主要是随动系统）求取频率特性的方法对它进行分析研究。其方法是使用正弦信号发生器作为输入正弦信号源，将正弦信号从被断开的以 $G_0(s)$ 为开环传递函数的自动控制系统的输入端输入（参见图 3-24），从自动控制系统的输出端测量输出正弦信号的幅值和输出正弦信号与输入正弦信号的相位差。并且正弦信号源的频率值 ω 要求从很低值开始，一直做到高频即系统输出的正弦响应幅值很小为止。

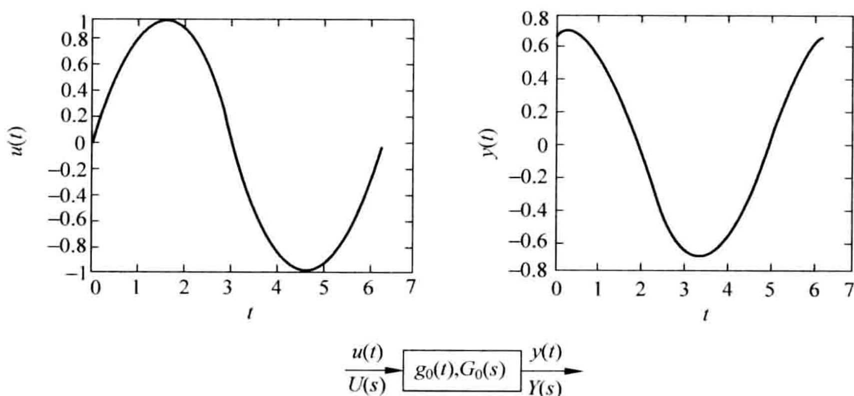


图 3-24　正弦信号的稳态响应

图3-24是在一特定的频率 ω_1 时的幅值与相位关系。图中 $g_0(t)$ 是系统的开环冲激响应,它和开环传递函数 $G_0(s)$ 是一对拉普拉斯变换对,即 $g_0(t)=\mathcal{L}^{-1}[G_0(s)]$,$g_0(t)$ 可用来在时间域表征一个系统(或元件),正像 $G_0(s)$ 在频率域表征同一个系统(或元件)一样。

对任意作用 $u(t)$ 的系统输出,由式(3.3.18)得

$$y(t)=\int_0^\infty g_0(\tau)u(t-\tau)\mathrm{d}\tau$$

上式等号左右分别进行拉普拉斯变换,可以得到

$$Y(s)=G_0(s)U(s)$$

这相当于式(3.4.12a),因为控制系统处于开环,系统传递函数是 $G_0(s)$。

以一个热电偶微分方程

$$T_c\frac{\mathrm{d}u_f(t)}{\mathrm{d}t}+u_f(t)=k_c u_w(t)$$

即式(3.3.4)为例,研究频率特性的实验求取。如果输入 $u_w(t)=u_{w0}\sin\omega t$,则可以看出,热电偶的稳态输出 $u_f(t)$ 必然也是一同频率正弦信号的函数,可写成 $u_f(t)=u_{f0}\sin\omega(t-\varphi)$,因为热电偶是线性元件,数学上也只有这样类型的函数才能使上述微分方程满足。将假定的稳态解代入式(3.3.4),则

$$T_c\omega u_{f0}\cos\omega(t-\varphi)+u_{f0}\sin\omega(t-\varphi)=k_c u_{w0}\sin\omega t \tag{3.4.21}$$

即

$$\sqrt{1+T_c^2\omega^2}\,u_{f0}\sin\omega(t-\varphi+\arctan T_c\omega)=k_c u_{w0}\sin\omega t$$

可知

$$u_{f0}=\frac{k_c u_{w0}}{\sqrt{1+T_c^2\omega^2}},\quad \varphi=\arctan T_c\omega \tag{3.4.22}$$

所以,热电偶的稳态输出

$$u_f(t)=\frac{k_c u_{w0}}{\sqrt{1+T_c^2\omega^2}}\sin\omega(t-\arctan T_c\omega) \tag{3.4.23}$$

由此可知,对于数学模型为式(3.3.4)的热电偶元件,在正弦信号的激励下其稳态输出也是正弦信号,只是幅值 $A(\omega)$ 缩小为 $k_c u_{w0}/\sqrt{1+T_c^2\omega^2}$,相位落后了角度 $\varphi(\omega)=\arctan T_c\omega$。在一般情况下,即对任意的线性元(部)件或线性控制系统的开环实体,频率特性的实验求取结论是这样:当正弦信号输入时,其稳态输出是同频率的正弦信号,不过振幅和相位发生了变化,如图3-25所示。并且对不同的频率值,输出的振幅和相位发生的变化也不同。将每个 ω 值的输出振幅/输入振幅比和相位画在极坐标图上就得到许多从原点出发的向量。而这些

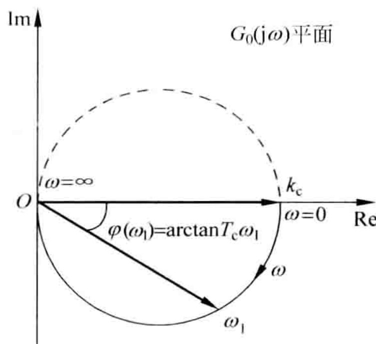


图3-25 一阶惯性环节的幅相特性

向量的端点形成的轨迹称为相应元(部)件或线性开环系统的(振)幅-相(位)特性(简称幅相特性),这时 ω 成为轨迹上点的参变量(图3-25)。

下面将说明,图3-25的平面称为 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面。通常,将极坐标图上的横、纵坐标相应取作 $\mathrm{Re}G_0(\mathrm{j}\omega)$(符号Re表示取实部)和 $\mathrm{Im}G_0(\mathrm{j}\omega)$(符号Im表示取虚部)。在 $\omega=0$ 时图中给出一个从原点出发沿横轴的 k_c 长度的向量,这是因为 $\omega=0$(直流)输入时稳态输出 $k_c u(\infty)=y(\infty)$,即在时间 t 趋近无穷大时输出 $y(t)$ 的幅值趋近 k_c 倍的输入;在频率 ω 趋近无穷大时输出 $y(t)$ 的幅值趋近于0,所以幅相特性趋近原点。可以证明,整个轨迹是第Ⅳ象限的一个半圆(图3-25实线)。下面将阐明,开环控制系统的幅相特性可以用来判断闭环控制系统的稳定性,这对于模型未知的控制系统的判别稳定性尤为重要。

2. 传递函数与幅相特性的关系

今再从热电偶的传递函数式(3.4.8)出发

$$\frac{U_\mathrm{f}(s)}{U_\mathrm{w}(s)}=G_\mathrm{c}(s)=\frac{k_\mathrm{c}}{T_\mathrm{c}s+1}$$

k_c 为传递系数。以 $s=\mathrm{j}\omega$ 代入,则得到

$$\frac{U_\mathrm{f}(\mathrm{j}\omega)}{U_\mathrm{w}(\mathrm{j}\omega)}=G_\mathrm{c}(\mathrm{j}\omega)=\frac{k_\mathrm{c}}{\mathrm{j}T_\mathrm{c}\omega+1}\tag{3.4.24}$$

将式(3.4.24)在复平面上以 $\omega=0$ 到 $\omega=\infty$ 画出。令人感兴趣的是,它就是图3-25。所要补充的是,理论上来说,它还可以画出 $\omega=0$ 到 $\omega=-\infty$ 的那一半轨迹,它是在图上第Ⅰ象限的另一个半圆(虚线)。

这说明一个极重要的概念:对于原本是复变量的 s 以 $s=\mathrm{j}\omega$ 代入元(部)件或系统的传递函数,取 $\omega=0$ 到 $\omega=\infty$ 的值在复平面上绘制出曲线,这个曲线就是该元(部)件或系统的本当应由实验测出的幅相(响应)特性。换言之,从实验测得的元(部)件或系统的幅相特性就是它相应传递函数的频率域表征。所以,看来是纯数学概念的传递函数却隐含着丰富的物理概念内涵,并且可以根据实验测得的幅相特性推断出相应的传递函数。所以,图3-25的平面就是 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面。对于这类幅相特性,还将特性上 $\omega=1/T_c$ 的点称为特性上的转折频率,相当于传递函数的极点 $s=-1/T_c$。系统的开环幅相特性曲线特性上的转折频率(或称为传递函数的零、极点),其概念在对数(振)幅频(率)特性曲线上可以理解得最清楚,本章对此从略,在 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面进行研究。

以一阶微分方程描述的其他惯性元件,具有图3-25上类似的幅相特性,仅是系数 k_c 和 T_c 不同。所以从频率特性或动态性能的观点来研究,自动控制系统的元件不仅能依据物理性质或功能、作用来分类,而更合适是以微分方程性质或动态性能来分类。它们被分成为6种最基本的典型动态环节(见3.4.2小节之3):比例环节、积分环节、微分环节、惯性环节、振荡环节(二阶惯性环节)和滞后环节。

3. 典型环节的频率(响应)特性

现将6种典型环节的微分方程、传递函数、零极点及频率特性列出在表3-1中。

表 3-1　6种典型环节的微分方程、传递函数、零极点及频率特性

典型环节	微分方程	传递函数	零极点(s平面)	幅相特性($G_0(j\omega)$平面)
比例环节	$y(t)=ku(t)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=k$		
积分环节	$y(t)=\int u(t)\mathrm{d}t$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{1}{s}$		
惯性环节	$T\dot{y}(t)+y(t)=u(t)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{1}{Ts+1}$		
微分环节 纯微分环节	$y(t)=\dot{u}(t)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=s$		
微分环节 一阶微分环节	$y(t)=T\dot{u}(t)+u(t)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=Ts+1$		
振荡环节	$T^2\ddot{y}(t)+2\zeta T\dot{y}(t)+y(t)=u(t)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{1}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}$		
滞后环节	$y(t)=u(t-\tau)$	$\frac{Y(s)}{U(s)}=e^{-\tau s}$		

s平面图中"○"表示零点,"×"表示极点。

4. 自动控制系统的幅相特性

从式(3.4.11)和图3-20可知,自动控制系统的开环传递函数是$G_0(s)=G(s)H(s)$,是前向通道和反馈通道诸传递函数的乘积。系统的开环幅相特性的绘制方法如下例所示。

例 3.4.7　系统的开环传递函数为

$$G_0(s)=\frac{10}{s(5s+1)}$$

则其相应幅相特性

$$G_0(\mathrm{j}\omega)=\frac{10}{\mathrm{j}\omega(\mathrm{j}5\omega+1)}=A(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(\omega)} \tag{3.4.25}$$

式中 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 向量的幅值 $A(\omega)=\dfrac{10}{\omega\sqrt{(5\omega)^2+1}}$；$G_0(\mathrm{j}\omega)$向量的相角 $\varphi(\omega)=-90°-\arctan5\omega$。

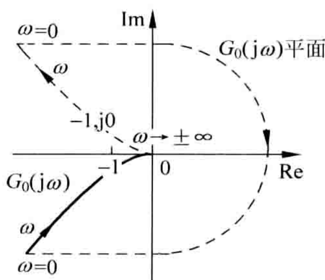


图 3-26　例 3.4.7 系统的开环幅相特性

绘制开环幅相特性要逐 ω 点进行计算，绘制成图 3-26。为了简便可以直接用 MATLAB 程序绘制成开环幅相特性曲线，程序是

```
g=tf(10,[5 1 0]), nyquist(g)
```

■

5. 频率域与时间域的关系

幅相特性是由传递函数绘制出，描述正弦输出量和正弦输入量间用向量终端轨迹表示的稳态关系。但大多数控制系统的实际输入量，并不是正弦，而是非周期函数，如单位阶跃函数。众所周知，一个非正弦周期函数可以分解成傅里叶级数，即分解成一系列频率不同的谐波；而一个非周期函数通过傅里叶积分可以分解成一系列频率连续的谐波。由于线性系统满足比例性和叠加性，系统在非正弦函数作用下的暂态响应，可以由这些频率连续的谐波作用下响应的积分来求得。因此，可以用 $\omega=0$ 到 $\omega=\infty$ 全部频率下系统的频率响应来研究在非正弦函数作用下线性控制系统的暂态响应。

例如，经常采用单位阶跃函数 $1(t)$作为线性控制系统的典型输入作用。在通过频率特性求取系统的阶跃响应时，先将阶跃函数 $1(t)$通过傅里叶积分，分解成一系列频率连续的谐波

$$1(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{\sin\omega t}{\omega}\mathrm{d}\omega \tag{3.4.26}$$

上式表明，单位阶跃函数 $1(t)$是由 $\omega=0$ 的直流（恒定）分量和无穷多个幅值$\left(\dfrac{\mathrm{d}\omega}{\pi\omega}\right)$为无穷小、频率连续的谐波分量叠加组成。式(3.4.26)也是单位阶跃函数和它的频率特性的对应关系。设将此单位阶跃函数 $1(t)$加到一个具有下述频率特性 $W(\mathrm{j}\omega)$的系统上

$$W(\mathrm{j}\omega)=A(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(\omega)} \tag{3.4.27}$$

根据 3.4.3 小节所阐明的原理，该系统的单位阶跃响应为

$$y(t)=\frac{A(0)}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{A(\omega)}{\omega}\sin(\omega t+\varphi)\mathrm{d}\omega \tag{3.4.28}$$

因此，系统在一个时间函数作用下的响应 $y(t)$，可以用该函数的傅里叶积分和 $\omega=0$

到 $\omega=\infty$ 全部频率的系统频率响应来描述。若要求在 t 值时的时间响应 $y(t)$，需要对系统的全部频率响应来积分。

本节说明，一个系统的频率特性与其时间响应存在一定的关系。因此，可以用控制系统的频率特性在频率域间接来研究其在时间域的暂态响应，包括稳定性、动态品质等问题。这个概念非常重要。这样，人们在研究控制系统时就有可能绕过时间域研究法的一些困难，从而使频率域(frequency domain)分析研究法(简称频率法)在20世纪40～50年代迅猛地发展起来。

3.4.4 频率法分析系统的动态性能和稳定性

由于开环传递函数与闭环传递函数之间存在式(3.4.12)或式(3.4.12a)的关系。所以，从频率域的角度可以依据开环系统的幅相特性，来判断和评价闭环系统调节过程的性能。对于开环系统的传递函数 $G(s)H(s)$ 或 $G(s)$，其分母就相当于开环系统微分方程式的特征方程。和闭环特征方程式一样，开环传递函数的极点可以分为下列三类：(1)负极点或有负实部的复极点；(2)正实极点或有正实部的复极点；(3)零值极点或零实部的虚极点。第一类极点处在左半 s 平面，第二类极点处在右半 s 平面，最后一类极点在 s 平面的虚轴上。因此，开环系统也有稳定性的问题，只有开环传递函数全部极点处在左半 s 平面的开环系统，才是稳定的。

1. 按系统的开环幅相特性判断闭环系统的稳定性(奈奎斯特稳定判据)

按系统的开环幅相特性判断闭环系统的稳定性的稳定判据由美国电信工程师N.奈奎斯特提出，可叙述如下：如果线性控制系统的开环传递函数在右半 s 平面具有 p 个极点，即开环系统是不稳定的，则闭环系统稳定的充分必要条件是：当 ω 从 $-\infty$ 到 ∞ 变化时，系统的开环幅相频率特性 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 逆时针方向包围 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面上 $(-1,\mathrm{j}0)$ 点 p 圈。

上述稳定判据又称为奈奎斯特判据。详细的理论证明本书从略。理论研究规定，所谓包围是指沿着开环幅相特性曲线从 $\omega=-\infty$ 向 $+\infty$ 行走时，右侧形成的封闭区域。

如果线性控制系统的开环传递函数在右半 s 平面没有极点，稳定的闭环系统的开环幅相特性 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 应不包围 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面上 $(-1,\mathrm{j}0)$ 点。

例 3.4.8 系统的开环传递函数

$$G_0(s)=\frac{k_c}{T_c s+1} \quad 或 \quad G_0(\mathrm{j}\omega)=\frac{k_c}{\mathrm{j}T_c\omega+1}$$

开环传递函数没有不稳定的极点。由图3-25可知，开环幅相特性曲线是一个以 k_c 为直径在第Ⅰ和第Ⅳ象限间上下对称的圆。不管 k_c 多大，该圆不会包围 $(-1,\mathrm{j}0)$ 点，因此系统闭环后是稳定的。 ■

例 3.4.9　系统的开环传递函数

$$G_0(s)=\frac{10}{s(5s+1)}\quad \text{或}\quad G_0(\mathrm{j}\omega)=\frac{10}{\mathrm{j}\omega(\mathrm{j}5\omega+1)}$$

开环传递函数有一个虚轴原点上的极点。系统的开环幅相特性曲线不是封闭的，曲线随 ω 的增加在第Ⅲ象限沿着负虚轴趋近原点($\omega\rightarrow-\infty$)，见图 3-26。理论研究证明：这种不封闭是由于零值极点造成的。必须增加补充曲线使开环幅相特性曲线闭合，其画法是，以平面上原点为圆心，以∞为半径从奈奎斯特曲线上的 $\omega=0$ 开始，逆时针方向画圆弧，转过($\upsilon\times 90°$)为止。其中 υ 为积分环节的阶(零值极点个)数。图 3-26 中为具有一个积分环节，$\upsilon=1$，增加 90°补充曲线的情况。从 $\omega\rightarrow-\infty$到 $\omega\rightarrow\infty$开环幅相特性不包围(-1,j0)点，所以该闭环控制系统是稳定的。■

奈奎斯特稳定判据是复平面 $G_0(\mathrm{j}\omega)$上开环幅相特性针对一个特殊的(-1,j0)点而进行分析的。这可以解释如下：如输入一个频率为 ω_1 幅值为 1 的正弦波，设定它为零相位(图 3-25)，则开环幅相特性上频率为 ω_1 的点所表征的向量(该点与原点的连线)就是开环系统输出，包括其幅值和相位(图 3-25)。然而，如果开环幅相特性上该 ω_1 点恰经过(-1,j0)点，那么，系统的输出既和输入有同样幅值又有相反的相位。这时，如果将系统闭环，经过比较环节的系统的输出正好能维持系统的输入(图 3-20)。这样，系统中就发生以频率为 ω_1 的持续振荡，系统处于不稳定状态。

2. 开环幅相特性的特征指标

研究表明，线性控制系统的开环传递函数在右半 s 平面没有极点的情况下，幅相特性不包围(-1,j0)点，特性愈靠近(-1,j0)点，闭环系统的阶跃响应振荡愈剧烈。所以，可以用开环幅相特性曲线靠近(-1,j0)点的程度来表示系统的相对稳定程度。这样，人们在开环幅相特性上取出几个标志性的量，即频率域特征指标来间接描绘闭环系统的稳定程度。

(1) 截止频率 ω_c。开环幅相特性上幅值等于 1 的向量所对应的频率值，称为截止频率，常用 ω_c 表示，即$|G(\mathrm{j}\omega_c)H(\mathrm{j}\omega_c)|=1$(图 3-27)。它是开环幅相特性与以原点为圆心的单位圆的交点所对应的频率，它表征闭环系统响应的快速性能。ω_c 愈大，系统愈快速，即调节时间愈短。

(2) 相位裕量 $\gamma(\omega_c)$。幅相特性曲线在 $\omega=\omega_c$ 处的相角 $\varphi(\omega_c)$与$-180°$之差，称为相位裕量，常用 $\gamma(\omega_c)$表示。它表示，为了保持系统稳定，系统开环幅相特性在 $\omega=\omega_c$ 处所容许增加的最大相位滞后量。图 3-27(a)中角 γ 为正值，(b)中角 γ 则为负值，后者表示闭环系统的不稳定情况。

(3) 增益裕量 K_g。又称为幅值裕量，是指幅相特性的相角为$-180°$这一频率值(图中频率 ω_g)所对应的幅值的倒数 $1/|G_0(\mathrm{j}\omega_g)|$的分贝数。即增益裕量 $K_g(\mathrm{dB})=-20\log_{10}|G_0(\mathrm{j}\omega_g)|$。它表示，为了保持系统稳定，系统开环增益所容许增加的最大分贝数。不稳定的系统增益裕量 K_g 为负值(图 3-27(b))。

(4) 中频宽度 h。系统开环幅相特性曲线在 $\omega=\omega_c$ 处的前、后频段，称为中频段。

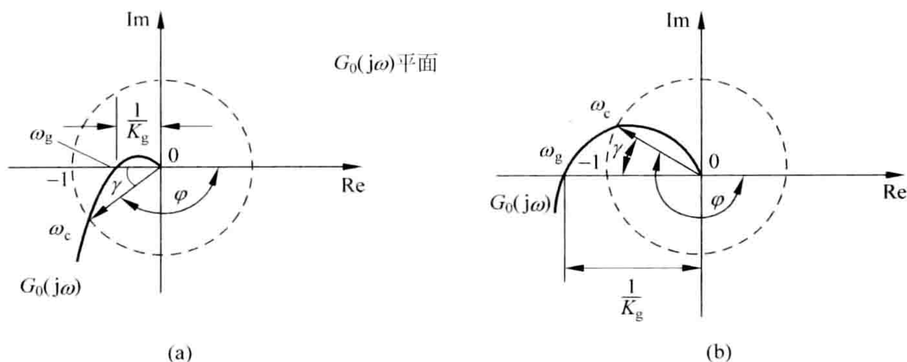


图 3-27 在开环幅相特性上的 ω_c,$\gamma(\omega_c)$,h 和 K_g

$\omega=\omega_c$ 点前、后两个转折频率的距离(实际是“商”),称为中频宽度,以 h 表示。$h=\omega_2/\omega_1$,ω_1 和 ω_2 相应为与 ω_c 最靠近的前、后两个转折频率,$\omega_1<\omega_c$,$\omega_2>\omega_c$。研究和设计经验表明,h 愈大,系统的稳定性愈好。

研究表明,低频段(即 $\omega\ll\omega_c$ 的频段)的特性,完全由开环传递函数的积分环节和开环增益决定,表征系统的稳态性能,即系统的稳态精度。中频段的特性,如上所述,反映系统的相对稳定性。高频段(即 $\omega\gg\omega_c$ 的频段)的特性由时间常数较小的环节决定,若幅值小,表征系统的抗干扰能力强。

研究又表明,如果在一条横轴 ω 上标出各元件(环节)传递函数的分母和分子的各个转折频率,则对于一个具有良好性能的控制系统,其截止频率 ω_c 最好自左至右处在第1或第2个分母转折频率和第1个分子转折频率之后,并幅相特性在频率 ω_c 点幅值附近有一定的中频宽度 h 值。这称为截止频率 ω_c 与转折频率的“较佳布置”。

3. 按开环幅相特性评估闭环系统的动态品质

为评价闭环控制系统的稳态、动态品质,最直观和方便的是基于时间域指标:稳态误差、超调量 $\sigma\%$ 和调节时间 T_s 等。稳态误差在3.4.2小节之5已作阐述。因此,有必要建立起开环幅相特性的频率域特征指标截止频率 ω_c、相位裕量 $\gamma(\omega_c)$、中频宽度 h 和增益裕量 K_g 与上述闭环系统时间域指标超调量 $\sigma\%$ 和调节时间 T_s 的关系。这种关系是较复杂的:不同的开环传递函数、不同的分母分子阶数,两者的关系就不同。现以一阶惯性环节和一个积分环节串联组成有如下开环传递函数的二阶控制系统为例按开环传递函数评估闭环系统的动态品质。但采用的是相对变量 ω_n 和 ζ 的标准式以便适用于一般情况:

$$G_0(s)=\frac{k}{s(Ts+1)}=\frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)} \tag{3.4.29}$$

式中右侧式称为标准式,根据式(3.4.12a)得出闭环传递函数 $W(s)$

$$W(s)=\frac{k}{Ts^2+s+k}=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \tag{3.4.30}$$

式中右侧式也称为标准式。上式中式的分子、分母各除以 T，简单推算可知

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{T}},\quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{kT}};\quad \omega_c \approx k,\quad \text{如果}\quad \omega_c \ll \frac{1}{T} \tag{3.4.31}$$

从而建立两类指标间的关系如表 3-2 所示。给定一个上述类型开环系统，即已知 k 和 T（或 ω_n 和 ζ），就可决定或从表中可查到截止频率 ω_c，同时可以得到相位裕量 $\gamma(\omega_c)$，单位阶跃响应下的超调量 $\sigma\%$。

表 3-2　指标 $\gamma(\omega_c)$，$\sigma\%$，ζ 和 ω_c/ω_n 间的关系

$\gamma(\omega_c)/(°)$	0	11.42	22.60	33.25	43.10	51.80	59.20	65.5	69.86	73.50
$\sigma/\%$	100	72.9	52.7	37.2	25.3	16.3	9.5	4.32	1.5	0.15
ζ	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
ω_c/ω_n	1	0.99	0.96	0.91	0.85	0.79	0.72	0.65	0.59	0.53

表中 ζ 在 0.4～0.7 范围内闭环控制系统的动态性能较好。

对例 3.4.9 的开环系统

$$G_0(s) = \frac{10}{s(5s+1)}$$

得到 $\zeta=0.7071$，$\omega_n=1.4142$；由此查表得 $\omega_c=0.92$，$\sigma\%=4.3\%$，$\gamma(\omega_c°)=66°$。可见单位阶跃作用下响应的调节过程超调量很小，不足 5%。调节时间的估算可参阅本章参考文献，5%稳态误差带下调节时间 $T_s\approx 3\text{s}$。顺便指出，截止频率 ω_c 处在自左起第 1 个分母转折频率（相当于积分环节）之后。

对于分母高于二阶的控制系统，或者不是式(3.4.29)类型的二阶控制系统（例如传递函数分子有零点，即有一阶微分环节；或者系统没有积分环节而有振荡环节等），有关文献介绍了对 $\sigma\%$ 和调节过程时间 T_s 估算的经验公式，但较为复杂，参见本章参考文献，这里从略。由此可知，按开环幅相特性对高阶闭环系统的时间域动态指标进行评估，是既累赘又粗略。

例 3.4.10　由图 3-19 炉温控制系统的开环传递函数（未接校正装置并且加热炉滞后 $\tau=0$），根据 3.3.5 小节的数据：$T_f=30$，$T_m=0.5$，$k_a=250$，$k_f=0.1$，$k_h=1$，$k_e=1$，$k_c=0.1$ 则得开环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{k_a k_f k_h k_e k_c}{s(T_m s+1)(T_f s+1)}$$

或

$$G_0(j\omega) = \frac{2.5}{j\omega(j0.5\omega+1)(j30\omega+1)}$$

系统开环传递函数的分母是 3 阶系统，表 3-2 已不能应用。

作出系统开环传递函数的两条幅相特性如图 3-28 所示，分别对应总的开环传递系数（放大倍数或增益）$K=2.5$ 和 $K=1.25$。其中前者（$K=2.5$）所对应的系统是不稳定的，因为它包围了（-1，j0）点；后者所对应的系统是稳定的。图上还表示开环总传递系数 K 的影响：在 $K=1.25$ 的幅相特性上找出相当于频率 $\omega_1=0.179\text{rad/s}$ 的点，从原点画出到该点的向量，表示 $G_{0,K=1.25}(j\omega_1)$；而在 $K=2.5$ 的幅相特性已经包围了（-1，j0）点，频率 ω_1 点更移向特性的下端，且截止频率 ω_c 增高。■

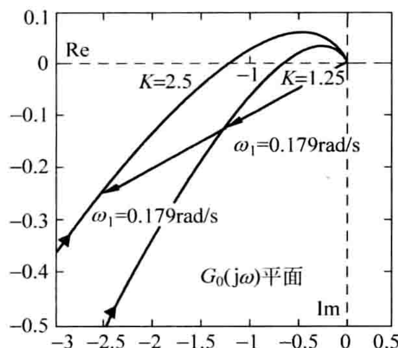


图 3-28 加热炉炉温控制系统的开环幅相特性 $G_0(\mathrm{j}\omega)$

本节推荐采用 MATLAB 进行计算和仿真,方便直接得到系统的开环幅相特性所对应的调节过程,或者直接计算频率域(或时间域)指标,结果一目了然。例如本例的幅相特性图 3-28 就由 MATLAB 软件画出。对于本例的 $G_{0,K=2.5}(\mathrm{j}\omega)$,采用 MATLAB 软件计算频率域指标的程序为

```
g=tf(2.5,[15 30.5 1 0]);margin(g)
```

直接显示计算的结果:$\omega_c=0.286\mathrm{rad/s}$,$\gamma(\omega_c)=-1.5°$,$K_g=-1.79\mathrm{dB}$。闭环系统是不稳定的。顺便指出,截止频率 ω_c 处在自左起两个分母转折频率(相当于积分环节和 $1/T_f$)之后,则在 ω_c 处开环幅相特性幅值下降过快,预示闭环控制系统动态性能欠佳。

4. 合适的稳定裕量范围

开环幅相特性的增益调整对系统的稳态、动态性能有极大的影响。从图 3-28 可以发现,开环增益 K 增大,相当于在 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 平面上每个频率 ω 点的向量幅值增大,而相角不变。这样,整个开环幅相特性向左伸展开,引起截止频率 ω_c 增高、相位裕量 $\gamma(\omega_c)$ 减小和增益裕量 K_g 减小。

虽然大的稳定裕量使闭环系统的稳定性增强,但响应会变慢,见例 3.4.9。根据经验,工程系统设计时较为合适的稳定裕量取值范围一般是

伺服系统(伺服机构)	K_g(dB)	12～20
	γ	40°～60°
过程控制系统(3.1.1 小节)	K_g(dB)	3～10
	γ	30°以上

3.5 控制系统的校正

随动系统及基于电器元件的控制系统,如图 3-1 的炉温自动控制系统、图 3-2 仿模铣床等,其构成特点都是:被控的生产设备(对象)和手动控制的执行机构都已存

在(或选定),人们要解决的是如何配置放大器以及给定、比较等环节或部件,同时在已有设备框架的基础上单个地设计校正装置(如图 3-15 由电阻、电容组成的 *RC* 微分装置),以满足在给定作用阶跃变化情况下的时间响应和它的稳态精度、动态品质要求。这是这一类系统的校正。

另一类自动控制系统是过程控制(调节)系统(3.1.1 小节),是根据被控对象和控制要求,可以选用市场上有售的多种标准化的仪表(包括 PID 控制器、传感器、变送器等)和作为执行机构的调节阀,以构建系统(见 3.5.4 小节之 5)。图 3-29 为由仪表构成的液位自动控制系统,其中被控对象为容器(塔、釜)的液位,由进料管道通过调节阀 R 注入容器内的液体积聚而成,容器内液体经底部出料管和阀门 OL 通往生产装置。调节阀 R 是执行环节。容器的液位由液位变送器 LT 测量,然后将被控液位的信号送至控制器(调节器)LC,其中包含给定环节,由使用者借此设置液位的给定值。这样,经过选配恰当的仪表和调试它们的参数,可以构成液位的自动控制系统。

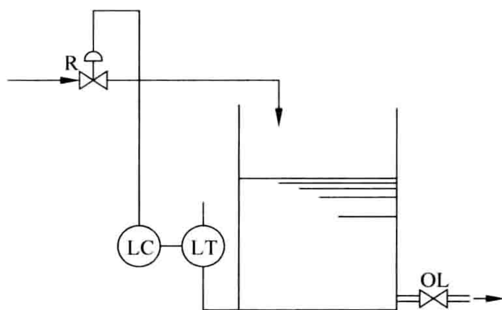


图 3-29 由仪表构成的液位自动控制系统示意图

这一类系统,习惯上都称为过程工业或流程工业(process industries)系统,包括电力、化工、造纸、冶金、制药、轻工、建材、核能等国民经济中举足轻重的许多工业,其中温度、压力、流量、液(料)位、浓度(成分)五大参数作为主要被控参数。这类控制系统主要在调节的工作状态下运行。

过程控制系统的校正是,如何选择 PID 控制器的控制规律和确定它的参数,以满足在给定作用阶跃变化情况下对时间响应的要求:稳态精度、动态品质。过程控制系统的这种校正称为控制器(PID 控制器)的参数整定,在 3.5.4 小节将加以阐明。

3.5.1 控制系统的频率法校正

以一类广泛使用的随动系统为例,其特点是由电动机或液压伺服机来驱动受控对象(如图 3-4),而对象的位置信号(如船舵的偏角 $\theta_0(t)$)则作为测量信号和给定信号 $\theta(t)$相比较,并形成误差 $e(t)$,见图 3-30。其中 $\theta_0(s)$,$\theta(s)$和 $E(s)$为相应的拉普拉斯变换后的变量。

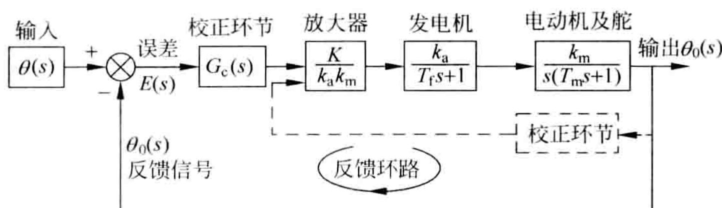


图 3-30　船舵偏角手轮的控制系统的结构图

随动系统(3.1.3 小节)中的被控对象(电动机及船舵)和它的放大器(包括电压放大和发电机)组成基本部分。除放大器的放大倍数(增益)外,这个基本部分的结构和参数是不能改变的,称为系统的"固有部分"。

校正的任务是,基于固有部分的开环幅相特性和对控制系统的稳态和动态品质的要求,找到必须采用的校正装置(环节)和它的参数,以满足对随动系统的稳态和动态指标要求。

校正装置分为两类:串联校正装置(图 3-15)和并联校正装置(图 3-5)。串联校正在图中处于控制器的位置,即置于放大器的前面以形成控制规律;并联校正装置又称为反馈校正,通常用于环绕被控对象(或固有部分)以产生与输出变量的导数成正比的信号并加以处理和反馈,来改善系统的稳态和动态品质。其作用可理解为改变固有部分的频率特性。

常用的 RC 校正装置有三类:(1)微分装置,如图 3-15 所示。主要作用是产生足够大的相角超前,以补偿系统"固有部分"过大的相角滞后,又称超前校正装置。它对缩短调节过程时间和提高响应快速性有利。(2)滞后校正装置,如图 3-31 所示。主要作用是有利于改善系统的稳态精度。(3)超前-滞后校正装置,如图 3-32 所示。兼有超前和滞后校正装置的优点,适用于既需要快速响应特性又需要良好稳态精度的控制系统。

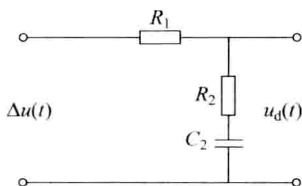


图 3-31　由 RC 组成滞后校正装置

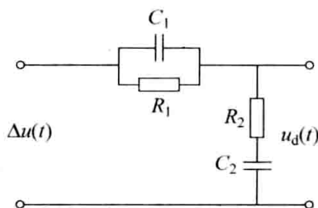


图 3-32　由 RC 组成超前-滞后校正装置

滞后校正装置的传递函数为

$$G_c(s)=\frac{U_d(s)}{\Delta U(s)}=\frac{\alpha T_1 s+1}{T_1 s+1} \tag{3.5.1}$$

式中时间常数 $T_1=(R_1+R_2)C_2$,$\alpha=R_2/(R_1+R_2)<1$。

超前-滞后校正装置的传递函数为

$$G_c(s)=\frac{U_d(s)}{\Delta U(s)}=\frac{T_1T_2s^2+(T_1+T_2)s+1}{T_2T_1s^2+(T_1+T_2+T_{12})s+1} \tag{3.5.2}$$

式中时间常数 $T_1=R_1C_1$,$T_2=R_2C_2$,$T_{12}=R_1C_2$。

这两种校正装置的频率特性，在下文实际使用时再作说明。

校正是在 MATLAB 软件的支持下在 $G_0(j\omega)$ 平面上进行的，3.3.5 小节和 3.4.2 小节之 6 都曾提到。MATLAB 软件可以依据控制系统的开环传递函数 $G_0(s)$ 来绘制幅相特性 $G_0(j\omega)$，进而采用 MATLAB 得到阶跃作用下的调节过程。

校正前先要根据生产工艺要求对所研究的控制系统订出合理的调节过程品质指标。这些指标首先是控制系统开环增益 K 和无差阶数 ν；其次，或是调节过程直观的时间域指标（如超调量 $\sigma\%$、调节时间 T_s），或是开环幅相特性的频率域指标（如截止频率 ω_c、相位裕量 $\gamma(\omega_c)$ 等）。

如果给出的是时间域指标，而又具有由典型的 2、3 或 4 阶的典型系统所得出的两套品质指标之间的转换关系（如表 3-1，但它仅给出最简单典型系统的转换）。这样，除开环增益 K 和无差阶数 ν 外，通过转换关系可以得到要求的相应截止频率 ω_c、相位裕量 $\gamma(\omega_c)$、中频宽度 h。然后校正就在幅相特性的 $G_0(j\omega)$ 平面上进行，对待校正的固有部分的幅相特性加以修正、相位加以补偿等。这是频率法校正中经典的基于幅相特性的校正法。当然，如果给出的是频域指标更是可以直接采用这个方法。

如果待校正控制系统的时域指标难以转换，则采用 MATLAB/Simulink 仿真支持下对于待校正的固有部分的传递函数通过校正装置进行修正，并绘制闭环系统的调节过程；或者对调节过程的时域品质指标直接加以计算。然后将它们与要求的指标相比较，以选择校正装置和决定其传递函数。这称作频率法校正中 Simulink 仿真支持下基于开环传递函数的校正法。

上述两种方法中校正装置转折频率（零极点）的选择，都要考虑截止频率 ω_c 与转折频率（零极点）的“较佳布置”（3.4.4 小节之 2）。3.5.2 和 3.5.3 两小节分别阐述这两种校正。

3.5.2　随动系统基于开环幅相特性的频率法校正

经典的基于幅相特性法的频率法校正特别适用于随动系统，它分为三个步骤。

1. 系统固定部分开环幅相特性的修正步骤

按要求的开环增益 K 和无差阶数 ν 或稳态精度来调整原系统固定部分传递函数 $G'_0(s)$ 的相应部分，得出待校正系统的传递函数 $G_0(s)$，再采用 MATLAB 的简单程序即可绘制开环幅相特性 $G_0(j\omega)$。从而可以得出待校正系统的截止频率 ω_{0c}，相位裕量 $\gamma(\omega_{0c})$ 等。一般，系统的频率域指标会不够好，如截止频率 $\omega_{0c}<\omega_c$（小于要求的截止频率），相位裕量 $\gamma(\omega_{0c})$ 为负值等，故系统不稳定。如果还要在时间域品质指标上进行校验，则按待校正系统的传递函数 $G_0(s)$ 绘制调节过程读出或者直接计算出时间域指标，与要求的时间域指标相比较，得出差异。

2. 校正装置类型的确定

由稳定性和动态性能要求的截止频率 ω_c 和各个转折频率的分布，以及所需要的

相位补偿情况，决定校正装置的类型。初选它分子上的转折频率，并照顾到要求的中频宽度 h 值。如果所要求的频率域指标不能转换成时间域指标，则根据 $G_0(s)$ 绘制出调节过程的形态和读出动态指标，以决定校正装置的类型。

满足品质指标的校正装置和开环幅相特性不是唯一的，即不同类型的校正装置或其不同的系数有时都能使校正后系统达到品质指标的预定要求。

3. 校正装置参数的确定

串联校正装置的传递函数初步确定后，绘制校正后的幅相特性 $G_{02}(s)$（或 $G_{0c}(s)$ 或 $G_{0d}(s)$，见下文），将该幅相特性的频率域指标 ω_c 及 $\gamma(\omega_c)$ 与要求的指标进行比较。如果能满足要求，则进一步求解出相应的 RC 校正装置的元件参数。

上述过程往往还需要几次反复修改和试凑，以使校正装置简单和切实可行（易于采用常规的电阻器、电容器实现），同时又满足控制系统对稳态精度和动态品质的要求。

例 3.5.1　图 3-30 船舵随动系统固有部分（包括发电机和电动机）的传递函数（无差阶数 $\nu=1$）如下，要求按几种方法选择开环增益（传递系数）K 并保持必要的动态品质。

$$G_0(\mathrm{j}\omega)=\frac{K}{\mathrm{j}\omega(0.25\mathrm{j}\omega+1)(0.05\mathrm{j}\omega+1)}$$

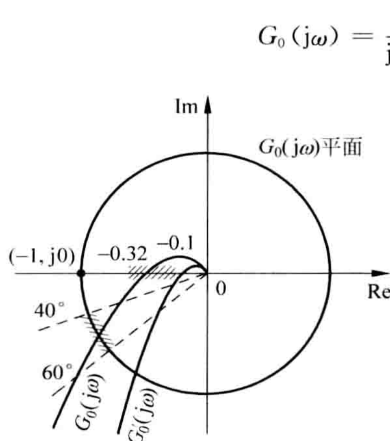


图 3-33　系统在校正前和校正后的幅相特性

解　(1) 增益调整法

图 3-33 表示开环系统幅相特性由 $G'_0(\mathrm{j}\omega)$ 到 $G_0(\mathrm{j}\omega)$ 的开环增益被增大调为 $K=2.3\sim5$，相位裕量 $\gamma(\omega_c)$ 在 $40°\sim60°$ 之间和增益裕量 K_g 在 12dB～20dB（$-0.32\sim-0.1$）。这都在可接受的、有较好动态性能的范围之内。

取开环增益 $K=3.6$，得固有部分的（频率域）传递函数为

$$G_{01}(\mathrm{j}\omega)=\frac{3.6}{\mathrm{j}\omega(0.25\mathrm{j}\omega+1)(0.05\mathrm{j}\omega+1)}$$

采用 MATLAB 进行计算，得出增益裕量 $K_g=16.5\mathrm{dB}$，相位裕量 $\gamma(\omega_c)=46°$，截止频率 $\omega_c=2.9\mathrm{rad/s}$；但调节过程太长，稳态误差消失得很慢，超调量 $\sigma\%\approx28\%$ 和调节时间 $T_s=2.5\mathrm{s}$，动态品质难以满意。

(2) 相位滞后校正法

如要求系统的开环增益 $K=60$，并保持必要的动态品质：$\sigma\%\approx30\%$ 和调节时间 $T_s\approx2\mathrm{s}$。系统固有部分的（频率域）传递函数如下，并已成为不稳定的系统

$$G_{02}(\mathrm{j}\omega)=\frac{60}{\mathrm{j}\omega(0.25\mathrm{j}\omega+1)(0.05\mathrm{j}\omega+1)}$$

见图 3-34。它是由 $G_{01}(\mathrm{j}\omega)$ 将开环增益按需要增大至 $K=60$ 而得到。由于该传递函

数形状令人省悟到要在分子上补上一个转折频率，以及在分母上补上一个大的时间常数以起近似积分的作用，以改善稳态品质。这时选择滞后串联校正网络(图 3-31)，它的作用虽然在低频和中频段显著增大相位滞后，但设法设计得它的幅值很小，故反而增强了稳定性，但同时使截止频率 ω_c 减小，见图 3-34。图上 G_{02} 为未校正系统的幅相特性，G_{ci} 为滞后校正网络的幅相特性，G_{0i} 为合成后的开环系统的幅相特性，并用特性 G_{0i} 以频率 ω_a 和 ω_b 两点显示滞后校正网络的作用。因为是串联校正装置，$G_{ci}(j\omega_a)$ 向量，与系统 $G_{02}(j\omega_a)$ 向量相乘后得出 $G_{0i}(j\omega_a)$ 向量。对于图上的 ω_b 点可同样处理。这使得 G_{0i} 避开了 $(-1,j0)$ 点。特性 G_{02} 和 G_{ci} 同频率点逐点向量相乘，由 G_{02} 校正成为 G_{0i}。

取滞后校正网络分母的大时间常数 $T_1=80\text{s}$(转折频率为 0.0125rad/s)。这样，在它的后面必须有一个分子的转折频率，取滞后校正装置的 $T_2=4\text{s}$，$\alpha=T_2/T_1=R_2/(R_1+R_2)=0.05$。校正装置的(频率域)传递函数为 $G_{ci}(j\omega)=(4j\omega+1)/(80j\omega+1)$，校正后开环系统的(频率域)传递函数为

$$G_{0i}(j\omega)=\frac{60(4j\omega+1)}{j\omega(80j\omega+1)(0.25j\omega+1)(0.05j\omega+1)}$$

其幅相特性示于图 3-35。采用 MATLAB 进行计算和仿真，此时，截止频率 $\omega_c=2.53\text{rad/s}$，增益裕量 $K_g=18\text{dB}$，相位裕量 $\gamma(\omega_c)=46°$；调节过程示于图 3-36，超调量 $\sigma\%\approx30\%$ 和调节时间 $T_s=2\text{s}$。解(1)的调节过程也绘出在图 3-36 上。由图可见，解(2)的调节时间虽有缩短，但超调量却有所增加。校正装置的实现取电容器 $C_2=1\times10^{-6}\text{F}$，则得电阻器 $R_2=4\times10^6\Omega$，$R_1=76\times10^6\Omega$。

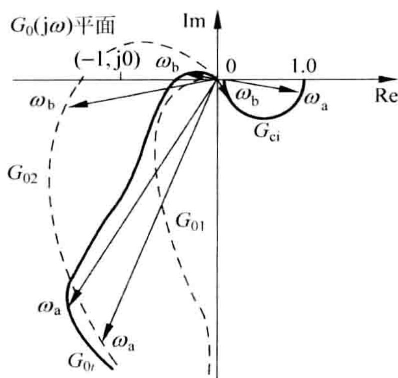


图 3-34　随动系统增益 $K=60$ 时未校正的开环幅相特性和相位滞后校正作用

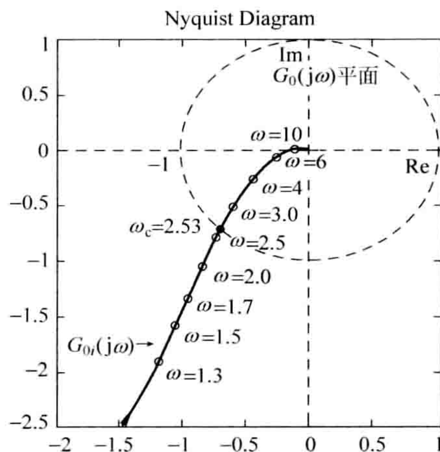


图 3-35　相位滞后校正后的开环幅相特性

(3) 相位超前校正法

对于小功率的随动系统，可再显著缩短调节过程的时间。如要求的开环增益 $K=16$，且要求的动态品质：超调量 $\sigma\%\approx20\%$ 和调节时间 $T_s\leqslant1.5\text{s}$。

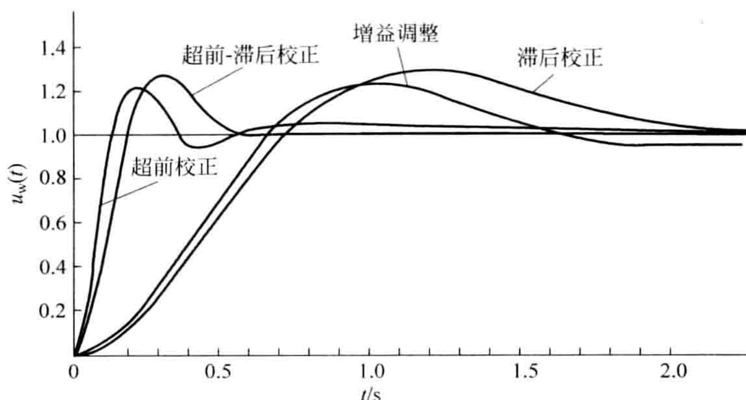


图 3-36 增益调整和三种串联校正后系统的调节过程

取超前串联校正装置(图 3-15)以引入微分,或者说用来抵消大的时间常数 $T_m=0.25$。超前校正装置的(频率域)传递函数取为 $G_{0d}(j\omega)/0.05=(0.25j\omega+1)/(0.0125j\omega+1)$,即 $\alpha=0.05$。校正后开环系统的(频率域)传递函数为

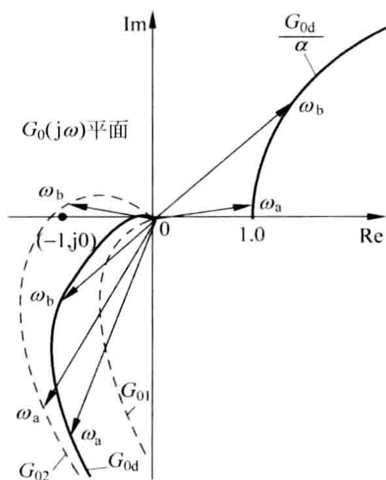


图 3-37 随动系统的相位超前校正作用

$$G_{0d}(j\omega)=\frac{16}{j\omega(0.05j\omega+1)(0.0125j\omega+1)}$$

α 值表示,要另外增大增益 20 倍以维持必要的开环增益 $K=16$。同时超前校正装置使校正后系统的各转折频率达到较佳布置。它对未校正系统的影响,可用图 3-37 来解释。图上 G_{01} 为上文解(1)增益调整后的幅相特性。G_{0d}/α 为超前校正网络的幅相特性,G_{0d} 为合成后的开环幅相特性,并以 G_{0d} 特性上的两点频率 ω_a 和 ω_b 来说明幅相特性向量的相乘来显示超前校正网络的作用,这使得 G_{0d} 避开了(-1,j0)点。特性 G_{02} 和 G_{0d}/α 同频率点逐点向量相乘,由 G_{02} 校正成为 G_{0d}。

采用 MATLAB 进行计算和仿真,此时,截止频率 $\omega_c=13.0$rad/s,增益裕量 $K_g=16$dB,相位裕量 $\gamma(\omega_c)=50°$;调节过程示于图 3-36,超调量 $\sigma\%\approx20\%$ 和调节时间 $T_s=1.4$s。可见,调节过程时间缩短,超调量减少,达到预定的指标要求。

(4) 相位超前-滞后校正法

如要求开环增益 $K=110$,并缩短控制系统的调节时间 $T_s\leqslant0.55$s,超调量 $\sigma\%\leqslant26\%$。

要求增大系统的开环增益 $K=110$,适宜采用超前-滞后串联校正装置(图 3-32),以既达到快速响应特性又需要良好稳态精度。校正从 G_{02} 特性开始(图 3-38),校正

装置的(频率域)传递函数 G_{cc} 选为

$$G_{cc}(j\omega) = \frac{(j\omega + 1)(0.25j\omega + 1)}{(10j\omega + 1)(1 + 0.025j\omega)}$$

解释如下：超前-滞后校正装置分子上第一个转折频率($1/T_1$)的选择是按分母、分子转折频率在截止频率 ω_c 附近较佳分布的原则，根据 $G_{02}(j\omega)$ 取 $T_1=1$。分子上的第二个因子($0.25j\omega+1$)用来抵消分母上的相同因子。而分母上的($10j\omega+1$)因子用来引入一个大的时间常数。此外，还要考虑中频宽度 h 值要大一些，故取($10j\omega+1$)。图 3-38 表明超前-滞后校正装置的作用：G_{01} 为未校正的幅相特性，G_{0c} 为合成后的开环频率特性，G_{cc} 为超前-滞后校正网络的频率特性并以 G_{0c} 特性上的三点频率 ω_b，ω_m 和 ω_a 来说明，向量的相乘来显示校正装置的作用。这使得 G_{0c} 避开了(-1，j0)点。G_{02} 和 G_{cc} 同频率点的向量逐点相乘，由 G_{02} 校正成为特性 G_{0c}。由于超前-滞后校正装置兼具有超前校正装置和滞后校正装置的优点，故控制系统频率特性的低和中频段都得到改善。

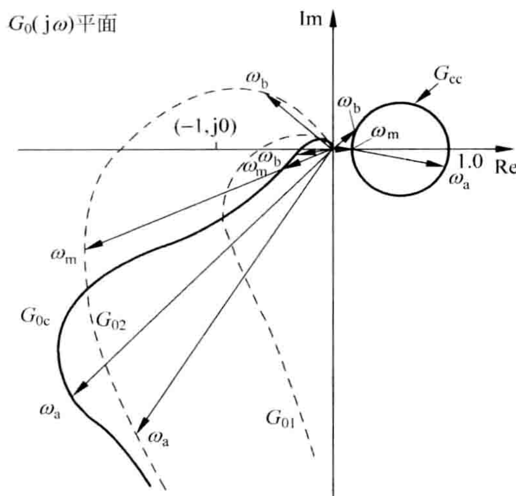


图 3-38　随动系统的相位超前-滞后校正作用

校正后开环系统的(频率域)传递函数为

$$G_{0c}(j\omega) = \frac{110(j\omega + 1)}{j\omega(10j\omega + 1)(0.05j\omega + 1)(0.025j\omega + 1)}$$

采用 MATLAB 进行计算和仿真，得出截止频率 $\omega_c=9.7\text{rad/s}$，增益裕量 $K_g=15\text{dB}$，相位裕量 $\gamma(\omega_c)=45°$；调节过程示于图 3-36，超调量 $\sigma\%\approx26\%$ 和调节时间 $T_s=0.52\text{s}$。可见，调节时间显著缩短，超调量也在容许的范围内。■

3.5.3　Simulink 仿真支持下基于开环传递函数的频率法校正

如果所要求的时域指标超调量 $\sigma\%$、调节时间 T_s 等难以转换成频域指标，则根

据总放大系数(开环增益)和无差阶数 ν 修正后的 $G_0(s)$，利用 MATLAB 绘制出调节过程并测定其时域动态指标。将这些指标与所要求的动态指标相比，然后依据传递函数的极零点(即频率特性的转折频率)较佳分布确定校正装置的传递函数和修正其参数。这个工作适宜采用 Simulink 来进行。

Simulink 是 MATLAB 的重要组成部分，主要用于动态系统的仿真和分析、设计。它采用模块和箭头组成系统的结构图模型(图 3-39)，和基于传递函数的系统结构图非常相似。线性控制系统所需的传递函数模块、积分器和微分模块可由模块库中的 Continuous(连续)库中拖到图 3-39 中的工作窗口；从 Math Operations(数学运算)库中拖出 Sum(求和)模块和 Gain(增益)模块，并从 Sources(源点)库中拖出 Step(阶跃输入)模块和从 Sinks(汇点)库中拖出 Scope(示波器)模块等；然后设置各传递函数的参数并将各模块用箭头连接起来，如图 3-39 所示。

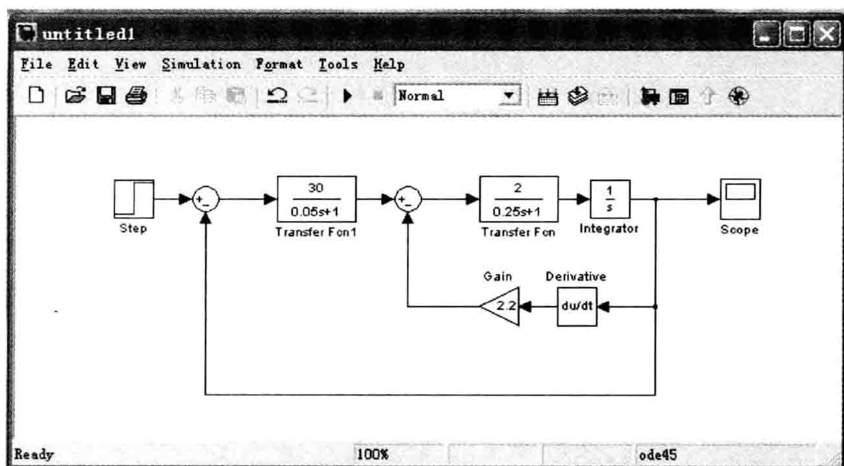


图 3-39　基于 Simulink 的随动系统结构框图

对于机械位置作为输出的随动系统，并联校正装置经常采用。因为从电动机轴上通过连接测速发电机容易取得轴的速度信号。此信号可以直接连接到放大器，也可以通过微分装置再连接到放大器。并联校正装置如采用频率法校正在 $G_0(j\omega)$ 平面上来计算，则比串联校正法复杂得多。

例 3.5.2　对船舵系统固有部分(见例 3.5.1)进行并联校正，采用 Simulink 仿真支持下基于开环传递函数的频率法校正。

本例中选取基于测速发电机的局部负反馈的并联校正装置。校正系统时在 Simulink 的仿真结构图上一面通过调整反馈回路的 gain 模块的增益值(图 3-39)，一面用 Scope 模块显示随动系统调节过程的仿真曲线(图 3-40)，观测阶跃响应的指标调节时间 T_s 和超调量 $\sigma\%$。

本例要求综合的调节过程动态指标类似于例 3.5.1 解(2)的指标。当本例得出符合要求的反馈校正后，用 MATLAB 精确算得阶跃响应的指标为 $T_s = 0.653\text{s}$，$\sigma\% = 23.7\%$。由此，可最后肯定并联校正装置及其参数：$G_c(s) = 2.2s$。这样得出

校正后的开环传递函数为

$$G_{0b}(s)=\frac{30}{(0.05s+1)}\frac{\frac{2}{(0.25s+1)s}}{1+2.2s\frac{2}{(0.25s+1)s}}=\frac{30}{(0.05s+1)}\frac{0.37}{s(0.046s+1)}$$

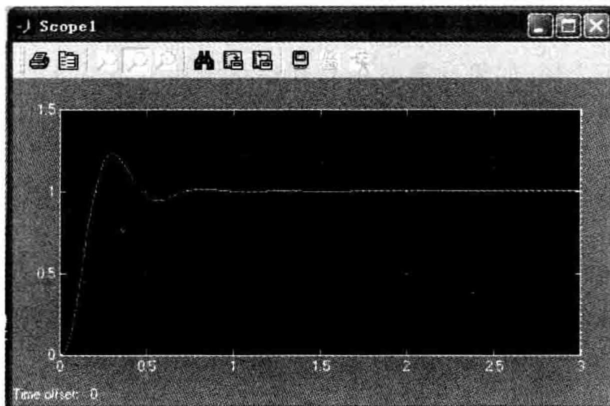


图 3-40 基于 Simulink 的随动系统调节过程仿真结果 ■

以上是根据随动系统经常使用并联校正装置的概念作出的并联校正。但并联校正同时也将被包围的电动机传递系数 2 等效地缩小为 $2/(1+2\times2.2)=0.37$，则开环增益 $K=11.1$。如果要求严格保持 $K=16$，例 3.5.1 的解(3)，还要同时调整随动系统结构框图(图 3-39)上 Transfer Fcn 1(传递函数 1)模块，内含放大器放大倍数(传递系数)20 和局部负反馈的 Gain(增益)模块的值 2.2，使开环增益和闭环动态指标能都满足。当然，也可以选择其他的并联校正装置，如 $G_c(s)=3.0s/(0.01s+1)$，即近似微分装置也能满足校正要求。但等效开环增益 K 也降低了。

本例着重说明，如何在 Simulink 仿真支持下采用从开环传递函数法进行校正。其步骤与 3.5.2 小节经典的幅相特性法校正相似，只不过在开环传递函数上作修正。先根据已调整好开环增益和无差阶的开环传递函数 $G_0(s)$ 绘制调节过程，确定动态指标，并找出与要求指标的差距。然后按三个校正装置的物理性能和 3.4.4 小节之 2 截止频率 ω_c 与所有传递函数 $G_0(s)$ 极零点(转折频率)分布的"较佳布置"和一定的中频宽度 h 值进行校正。至于截止频率 ω_c 还要根据开环传递函数利用 MATLAB 来计算。校正前要进行计算，校正后要进行验算"较佳布置"。

注意，频率特性上的转折频率 ω_i，相当于传递函数的极点 $s=-\omega_i$(3.4.3 小节之 2)，取频率 $s_c=-\omega_c$，则上述极零点"较佳布置"宜改写成：如果在一条横轴 s 上标出分母和分子的极、零点，则对于具有良好性能的控制系统其截止频率 s_c 最好自右至左处在第 1 或第 2 个极点和第 1 个零点之后，并有一定的中频宽度 h 值。

本例中开环传递函数自右至左有 3 个极点：$0,-1/0.25,-1/0.05$；而从 2 阶等效系统(暂不计根 $-1/0.05$)的观点看，由式(3.4.29)～式(3.4.30)可知：$\omega_c\approx k=60$，该截止频率位于上述 3 个极点之后，导致动态品质不佳。

无疑,对于串联校正装置也可采用上述基于Simulink仿真支持下的方法进行校正。例如,采用串联校正装置$G_{0d}(s)=0.37(0.25s+1)/(0.046s+1)$,它抵消一个大的时间常数,引入一个小的时间常数,并压低开环增益。

上述经典频率法校正中的三个串联校正装置,都可以按开环传递函数的极零点和截止频率的"较佳分布"来解释,例如在例3.5.1(3)的微分装置的传递函数$G_{cd}(s)=0.05(0.25s+1)/(0.0125s+1)$和上述$G_{0d}(s)$类似,只是极点和系数不同。

上述所有校正方法,如果计算时用到开环系统和闭环系统的关系,例如,表3-2和式(3.4.12a),则只适合用于校正随动系统。然而,直接在MATLAB/Simulink仿真支持下采用传递函数的零极点分布校正法进行计算和仿真,则无论对于基于输入端的随动系统或基于扰动端的调节系统的校正都能适用,无论对于串联校正或并联校正都能适用。

上文突出了三类常用校正装置的作用,以及它们在开环频率特性的$G_0(j\omega)$平面上对于待校正系统幅相特性的影响,这些物理概念非常重要,是正确选择校正装置的物理基础。

3.5.4 过程控制系统的控制器参数整定

在阐述过程控制系统的控制器参数整定以前,有必要简单叙述各类自动化仪表。

1. 自动化仪表的分类

自动化仪表中传感器和变送器、执行机构、控制器是三类最主要的仪表。现作简单的介绍。

(1) 传感器和变送器

为进行自动控制,首先要对被控量进行测量。为此,根据物理量的性质,要选择一种敏感元件(sensing element)。敏感元件是能够灵敏地感受被测物理量的变化并作出响应的元件。例如,图3-1中选择热电偶作为炉温测量的敏感元件;图3-2仿模铣床自动控制系统中差动轮作为成品模型和被加工工件形状之间误差测量的敏感元件。

事实上,被测的物理量种类很多,每个被测的物理量又得根据其量限和测量精度要求,采用相应的测量手段和方法。例如,对温度的测量,低温度时可以采用电阻体(铜或铂),高温度时可以采用热电偶,而更高的温度还有其他测量办法。热电偶又按使用温度和测温精度要求分成一些种类和档次。

传感器(sensors,transducers)不仅应该对被测的物理量敏感,即具有敏感元件或其功能,而且具有将被测物理量的响应传送出去至比较环节和显示环节的功能。这就是说,传感器的输出响应必须是易于传送的物理量,如电压、电流、电阻、频率等。

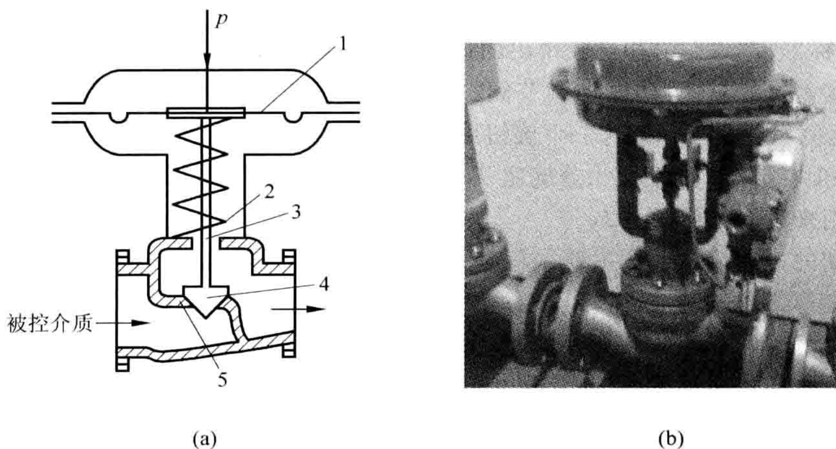
变送器(transmitter)是从传感器发展而来的,凡能输出标准信号的传感器就统称变送器。国际标准信号是:直流电流4~20mA;空气压力20~100kPa。

(2) 执行机构

执行机构(参见3.1.4小节)又称执行器,是自动控制系统的"手",它接收来自控

制器(调节器)的信号,并根据这一信号直接或经放大后改变流经该机构的被控介质,达到对被控参数进行自动控制的目的。

执行机构按其能源种类可以分成气动执行器、电动执行器和液动执行器三大类。气动执行器中最普通的是气动薄膜调节阀(图 3-41),它可分为上部的执行机构和下部的调节阀部分(图 3-41(a)),其执行机构主要由弹性薄膜 1、压缩弹簧 2、推杆 3 组成;调节阀主要由推杆、阀体、阀芯 4、阀座 5 等部分组成。



(a)　　(b)

图 3-41　气动薄膜调节阀结构示意图(a)及照片(b)

由控制器输来的气动标准执行信号,自执行机构的顶部 p 进入,由弹性薄膜将其转变为对推杆的推力。通过推杆使阀芯产生相应的位移,改变调节阀的开启度,从而改变相连管道中被控介质的流量,达到控制的目的。例如,图 3-29 中调节阀用来控制进入容器的输入流体的流量。

电动执行机构可分为上部的执行机构和下部的调节机构部分。上部分的任务是将由控制器输来的电动标准执行信号转换成力或力矩;调节机构部分是和上述气动薄膜调节阀通用的。所不同的是电动执行部分采用电动机等电力元件产生推力,开闭调节阀。电动执行机构和调节机构一般两者连接在一起形成一个完整的执行机构,如电动调节阀、电磁阀等。

(3) 控制器

控制器(调节器)是自动控制系统或过程控制系统中重要的控制仪表,它将来自被控量变送器的信号和系统中的给定信号进行比较,得出误差信号,并按照预定的控制规律形成控制器输出,去驱使执行机构动作,以实现自动控制。

在各工业部门的自动控制系统中广泛使用制成工业产品的电子模拟比例积分微分(PID)控制器(调节器)。在电动模拟控制器中采用电阻(器)、电容(器)和晶体管放大器组成比例积分微分电路,实现 PID 功能。更有基于集成电路的电子模拟控制器。其他气动、液动控制器中采用类似方法实现比例积分微分功能。

模拟式电子控制器是定型的工业产品,其控制(调节)规律为“比例积分微分”规律

(见式(3.3.1),3.3.2小节),故称为比例积分微分控制器(PID控制器)。式(3.3.1)中比例增益 k_P 表示比例作用的强弱,微分时间常数 T_D 表示微分作用的强弱,积分时间常数 T_I 表示积分作用的强弱。

PID控制器的特点是反应快速、可以完全消除稳态误差,并可以根据误差信号的发展趋势作出超前动作,从而抑制控制系统的振荡,因此使系统具有良好的动态和静态性能。

模拟式电子控制器的用途,是将基于标准信号4～20mA的给定信号与测量信号(也呈标准信号形式)相比较得出的误差按PID(或PI、PD)控制规律处理,然后将输出连接到执行机构,如电动调节阀。市场上出售的模拟式电子控制器,都有三种作用:比例积分微分。但有三个旋钮可以将它们分别设置:如设置微分旋钮 $T_D=0$,即成为PI控制器;如设置积分旋钮 $T_I=\infty$,即没有积分作用,成为PD控制器;另一个旋钮用来设置比例增益 k_P。

早期的过程控制系统主要采用基地式仪表、气动单元组合式仪表、电动单元组合式仪表等传统技术工具,尽管这些仪表、工具在过程工业的多数工厂中还在应用,但随着微处理器和工业计算机技术的发展,目前广泛采用可编程单回路、多回路调节器以及分布式控制系统(distributed computer control system,DCS)等。前者全名是可编程逻辑控制器(PLC)——一种专门为在工业环境下应用而设计的数字运算操作的,集控制、数据处理、通信及联网功能于一身的电子控制装置。它在我国冶金、电力、汽车制造、化工等生产过程的控制上得到了应用,未来应用范围会有更大的发展。

2. 控制器参数整定

工业自动控制系统的组成方案确定以后(参见图3-29),需要根据被测物理量性质和量限选定所用仪表:传感器和变送器、执行机构、控制器等。下一步要对控制器的比例旋钮 k_P、积分旋钮 T_I、微分旋钮 T_D 进行设置,这称为控制器(PID控制器)的参数整定(controller parameter tuning)。这时控制系统的控制规律同时就决定了。这里介绍参数整定的齐格勒和尼科尔斯(Ziegler-Nichols)阶跃响应法。

大多数工业过程的单位阶跃响应具有如图3-42所示高阶系统的相应形状。响应的稳态值为 k_2。将曲线以一阶指数曲线(图中一阶响应)逼近,则可以找到近似的

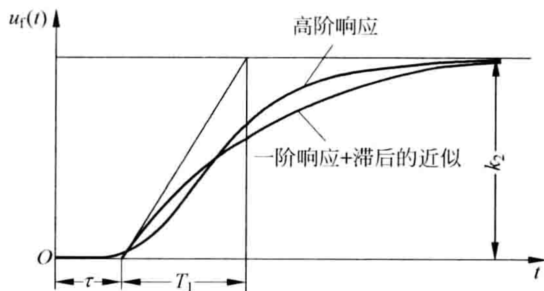


图3-42 电炉的输入输出时间特性

时间常数 T_1 和滞后时间 τ(曲线拟合的方法,如 3.3.3 小节)。换言之,这条过程响应曲线可以用下列的传递函数加以近似描述

$$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{k_2 e^{-\tau s}}{T_1 s+1} \tag{3.5.3}$$

也就是一个具有滞后的一阶惯性模型。指数曲线的斜率 $R=k_2/T_1$,齐格勒和尼科尔斯给出控制器的参数整定值的计算公式如下(证明从略):

控制规律	比例 k_P	积分 T_I	微分 T_D
P	$1/R\tau$		
PI	$0.9/R\tau$	$\tau/0.3$	
PID	$1.2/R\tau$	2τ	0.5τ

由于过程响应曲线的近似性,所以上述参数仅是针对输入端跟随工作状态的一个粗略的设置。事实上,过程控制系统主要工作在调节工作状态。为此,建议用 MATLAB/Simulink 来检验在扰动作用下调节工作状态的响应。在 Simulink 中有 Simulink Extras 库内含 PID 模块可以拖用。甚至可以直接使用 Simulink 和 PID 模块,直接观察 Scope 模块显示的扰动作用下的调节过程来进行控制器的参数整定。不过,参数整定完成后对输入阶跃作用下调节过程的品质指标还需要在 Scope 模块帮助下进行检验。

由于过程模型式(3.5.3)的近似性(图 3-42),过程控制系统在实际使用时,针对过程的实际情况和扰动响应曲线,宜对控制器参数作细小在线修正,才能达到更好的响应。

3.5.5　扰动补偿器设计

3.2 节叙述了扰动补偿的控制原理和方法(图 3-9),本小节讨论前馈通道中扰动补偿器的设计方法。

由 3.2 节所述的扰动补偿原理,参照图 3-43 得出

$$-D(s)G_b(s)G_1(s)+D(s)=0 \tag{3.5.4}$$

所以

$$G_b(s)=1/G_1(s) \tag{3.5.5}$$

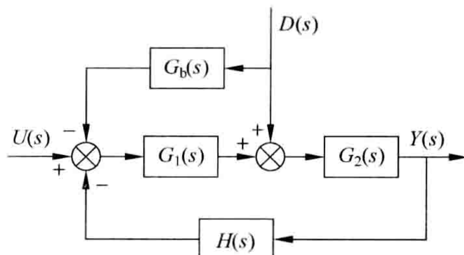


图 3-43　利用扰动补偿减少扰动的影响的控制系统结构图

例 3.5.3　加热电炉温度自动控制系统如图 3-44 所示。元件各项参数如前(见 3.3.5 小节)。未补偿控制系统的传递函数为式(3.4.20)。可以发现,无论对于环境温度的变动和调压器工频电源波动引起的扰动,两者都是可测的,因此可以采用扰动补偿以改进对扰动引起的响应。

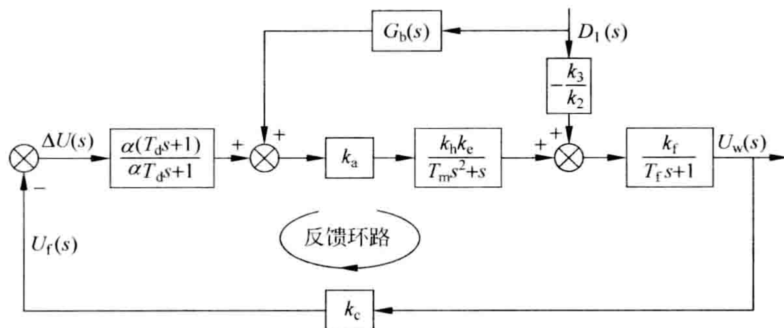


图 3-44　加热炉炉温控制系统对扰动补偿的结构图

将测出的扰动信号接至放大器前端,这样较妥,见图 3-44。未补偿控制系统在扰动作用下的炉温 $u_w(t)$ 调节过程如图 3-45 中的 $u_w(t)$ 曲线 2 所示,可见在扰动作用下炉温 $u_w(t)$ 还有很大的超调。

根据式(3.5.2)应得出扰动补偿器 $G_b(s)$ 的传递函数关系为 $G_b(s)\ k_a k_h k_c/(T_m s^2+s)=k_3/k_2$,或

$$G_b(s)=k_3(T_m s^2+s)/k_a k_f k_h k_c=0.02(0.5s^2+s)$$

这需要一个理想的能生成二次微分加上一次微分的微分装置,这难以实现。利用 *RC* 微分装置和运算放大器,可以近似实现所使用的扰动补偿器,其传递函数为

$$G_{b0}(s)\approx 0.02(0.5s^2+s)/(0.01s+1)(0.1s+1)$$

则已补偿控制系统的闭环传递函数为

$$\frac{U_w(s)}{D_1(s)}=-\left(k_3/k_2-\frac{k_f k_h k_c}{T_m s^2+s}G_{b0}(s)\right)\frac{k_f/(T_f s+1)}{1+\dfrac{\alpha k_a k_f k_h k_e k_c(T_d s+1)}{(\alpha T_d s+1)(T_m s^2+s)(T_f s+1)}} \tag{3.5.6}$$

比较式(3.4.20)和式(3.5.6)可以看出扰动补偿前馈环路的作用,原来的式(3.4.20)中右侧 k_1/k_f 被式(3.5.6)中右侧的第一个括号所代替,该括号中的第二项含有扰动补偿器 $G_{b0}(s)$。这样,扰动的影响大大削弱。

从图 3-45 可以明显看出,未补偿控制系统在负单位阶跃扰动下的炉温 $u_w(t)$ 响应曲线 2,就是图 3-23 上的响应曲线 2;而补偿后控制系统的相应的炉温 $u_w(t)$ 响应曲线,经过采用 MATLAB 软件进行计算得出曲线 1,其振荡幅度仅是原来的 1%,调节过程的时间也已明显缩短。■

必须说明,自动控制系统前向通道上串联或并联校正装置用来改进输入端控制工作状态下调节过程的动态品质,包括闭环稳定性。扰动端调节工作状态必要时要

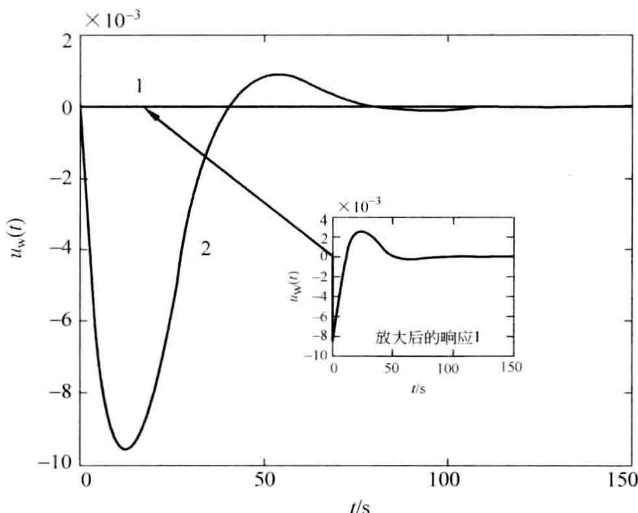


图 3-45　负单位阶跃扰动下炉温控制系统的响应

另加扰动补偿器以改进动态品质。这个前馈环路并不影响前向通道上串联或并联校正装置的工作，也不影响系统的稳定性。

3.6　其他线性控制系统

3.6.1　多变量控制系统和解耦设计

前文所介绍的各类自动控制系统都只有一个输入量和一个输出量，这类系统称为单输入单输出控制系统(single-input and single-output control system)或单变量控制系统(single-control system)。例如，3.1 节的恒值自动调节系统中一个输入变量是给定电压 u_r，而一个输出变量是炉温 u_f。许多简单的或基本的控制系统往往都是单变量系统。然而，很多大型工业被控对象具有多个输入量或/及多个输出量，称为多输入多输出控制系统(multiple-input or multiple-output control system)或多变量控制系统(multivariable control system)。

工业锅炉是一个多输入多输出控制系统的典型例子(图 3-46)。这个被控对象有 5 个被控输出量：蒸汽压力 p_T，蒸汽温度 θ，汽包水位 H，炉膛负压 p_v 和过量空气系数 α。被控对象中也有 5 个可作为控制手段的输入量：给水量 W，喷水量 W_s，燃料量 B，送风量 AF 以及引风量 EG。这是一个 5 输入 5 输出的自动控制系统。

与单变量控制系统相比，多变量控制系统的控制要复杂得多。在多变量控制系统中，被控对象、测量元件、控制器和执行元件都可能具有一个以上的输入量或一个以上的输出量。多变量控制系统的每个输出量通常都同时受到几个输入量的控制和影响，这种现象称为耦合(coupling)或交叉影响(interaction)，如图 3-47 中的交叉虚线。

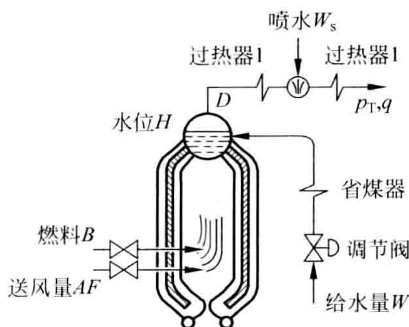


图 3-46　工业锅炉生产过程示意图

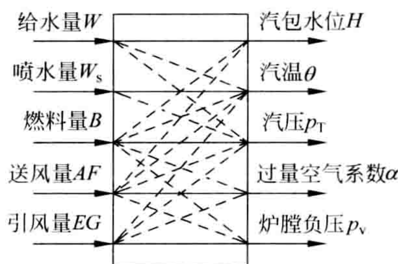


图 3-47　5 输入 5 输出锅炉对象框图

考虑一个简化情况：因汽包水位 H 低于要求值，通过汽包水位 H 自动控制系统会使锅炉输入量之一给水量 W 有所增加，而与此同时被控输出变量蒸汽压力 p_T，蒸汽温度 θ 都会变动，见图 3-47 中的虚线。为了避免这种影响，工业锅炉的自动控制系统要设计成这样：给水量变动时有信息通过外加的去耦装置 1 和 2(图 3-48)分别作用到蒸汽压力 p_T 和蒸汽温度 θ 等的执行机构使两者不变或近似不变，或者说去耦装置用来抵消交叉影响。

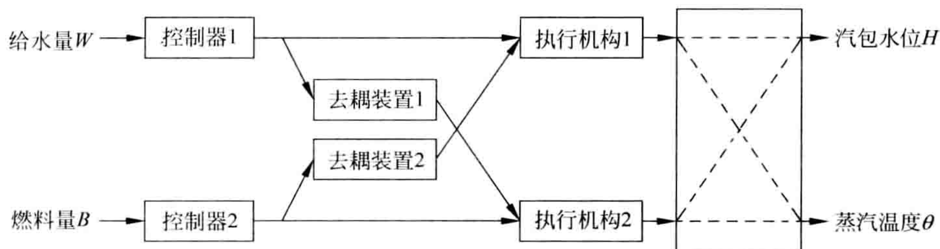


图 3-48　锅炉对象的 2 输入 2 输出部分框图

现在图 3-48 中只画出 2 个输入量和 2 个输出量的部分锅炉对象和相应的控制系统。其中每个输入量对 2 个输出量都有影响，例如给水量的变动对汽包水位和蒸汽温度都有影响等，如图 3-48 的虚线。而为简略起见，汽包水位 H 和蒸汽温度 θ 各自的测量传感器，以及到各自控制器的主反馈环路，在图上未予画出。

交叉影响的存在使多变量系统很可能成为一种条件稳定系统。对于多变量系统通常通过引入附加的去耦装置(环节)，实现一个输入只控制一个输出，称为解耦控制(decoupling control)。图 3-48 中锅炉的部分对象通过去耦装置 1 和 2 相应实现对蒸汽温度和汽包水位的解耦控制。解耦控制的原理如下：给水量 W 通过锅炉对象内部(交叉通道)对蒸汽温度 θ 的交叉影响，由去耦装置 1 通过锅炉对象内下部的正向通道对蒸汽温度 θ 施加的去耦作用，加以抵消。两个通道作用的和接近或等于零，并根据此原理来设计去耦装置 1。同理设计去耦装置 2。

实际上图 3-48 工业锅炉的耦合或交叉影响较多，每个控制环路的控制器都需要各自的去耦装置，才能实现整个锅炉的解耦控制。这里强调，为对多变量控制系统进行有效的控制，需要多个控制器(参见 2.14 节)。

3.6.2 线性离散控制系统

由图3-6和图3-8的离散控制系统的框图可以看出，控制系统中有些点的信号是离散的，而有些点的信号是连续的。离散信号在离散时刻上取值，通常是时间间隔(采样周期 T)相等的脉冲序列或数字序列。在图3-7上可观察到，采样开关每隔 T 时间接通一次，接通的持续时间不变为 Δ，相当于脉冲的宽度(图上未标明)。图3-49(b)说明，采样过程可以看成一个调制过程。

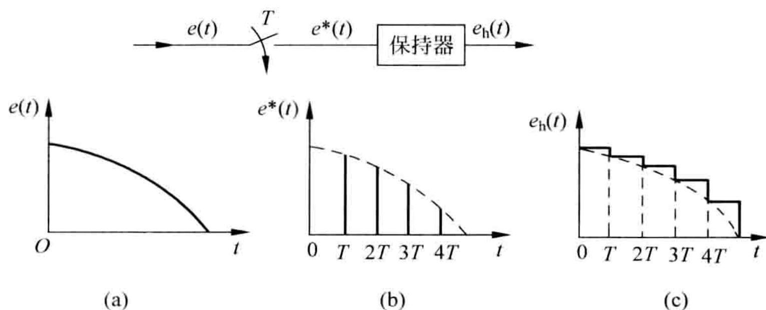


图3-49 保持器的作用

一般，接通持续时间 Δ 远小于采样周期 T。为了方便理论上的处理，通常都假设采样开关的闭合是瞬时的，即 $\Delta=0$。将这种信号经过控制器进行控制规律的变换、处理后先要经过保持器，再直接加到被控对象上(图3-6)。保持器将所得到的脉冲序列转换为连续信号(图3-49(c))。理论上可以推导出零阶保持器的传递函数 $G_h(s)=(1-e^{-Ts})/s$。

1. 元(部)件的离散模型

在研究离散系统时，从图3-8可知，输入离散信号进入元(部)件或对象，输出也是同周期的离散信号。而元(部)件或对象却是以微分方程描述的。因此，常常需要将其中的连续变量部分(如被控对象)离散化，从而得到整个系统的差分方程。考虑以下一阶微分方程描述的连续惯性对象

$$T_1 \frac{d}{dt}y(t) + y(t) = Ku(t) \tag{3.6.1}$$

的离散化。由于在离散系统中应将 dt 以采样周期 T 代替，因而 $\frac{dy}{dt}\approx\frac{\Delta y(k)}{T}$。其中 k 是离散时间，只能取整数，即 $k=1,2,3,\cdots$；一阶差分符号 $\Delta y(k)$ 定义为 $\Delta y(k)=y(k+1)-y(k)$。实际上，这是 $\Delta y(kT)=y[(k+1)T]-y(kT)$ 表达式的简洁表示。式(3.6.1)成为

$$T_1 \frac{y(k+1)-y(k)}{T} + y(k) \approx Ku(k) \tag{3.6.2}$$

整理后得到

$$T_1 y(k+1) + (T - T_1) y(k) = KTu(k) \tag{3.6.2a}$$

这就是以一阶微分方程描述的连续对象，经离散化后得出的以差分方程表示的离散模型。如果是二阶微分方程，则有

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} \approx \frac{\Delta}{T}\frac{[\Delta y(k)]}{T} = \frac{1}{T^2}[y(k+2) - y(k+1) - (y(k+1) + y(k))]$$

$$= \frac{1}{T^2}[y(k+2) - 2y(k+1) + y(k)] \tag{3.6.3}$$

更高阶的微分方程也可照此类推。因此，差分符号 $\Delta y(k)$ 相当于连续变量中的微分 $\mathrm{d}y(t)/\mathrm{d}t$，只不过 Δt 不是无穷小量，而是一个可以另行处理的常量 T（采样周期）。同样，为表达式的简洁起见，以离散变量 $y(k)$ 和 $u(k)$ 相应表示 $y(kT)$ 和 $u(kT)$。

式(3.6.2a)中 $u(k)$ 是元(部)件的离散输入量，$y(k)$ 为其离散输出变量。更一般的情况下，离散系统在某一时刻 k 的输出 $y(k)$，不仅与同一时刻的输入 $u(k)$ 有关，还与过去时刻的输入 $u(k-1),\cdots,u(k-m)$ 有关，而且还与过去时刻的输出 $y(k-1),\cdots,y(k-n)$ 有关。因此，输入和输出之间的关系可表示为

$$\begin{aligned} & y(k) + a_1 y(k-1) + \cdots + a_n y(k-n) \\ & = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + \cdots + b_m u(k-m), \quad n \geqslant m \end{aligned} \tag{3.6.4}$$

元(部)件离散化后，就可以按连续系统一样的方法，加入比较环节的离散表示 $e(k)=r(k)-y(k)$，其中 $r(k)$ 是离散系统的离散给定输入，$y(k)$ 为系统的离散输出，$e(k)$ 为离散误差。然后就可以得到闭环离散系统的差分方程，形式类似式(3.6.4)，但右侧输入是给定 $r(k)$。

离散模型在社会经济控制论系统的建模中常常采用，因为建模所依据的统计(记录)数据本身就是按月或按年进行统计的，如人口系统和经济系统，参见第10章。而生物系统中信号的收集也往往是以离散方式进行的。

在连续控制系统中元件或系统的数学描述是以微分方程来进行的，并且通过拉普拉斯变换而得到传递函数。在离散控制系统中其数学描述是以差分方程来进行的，并且采用 z 变换来求解方程和从事动态研究，元件或系统经 z 变换后其输入和输出之比形成脉冲传递函数。离散控制系统也有稳定性和稳态及动态品质问题，以及对系统的分析和综合问题。连续控制系统中的频率域研究法经适当修正而推广应用于离散控制系统。本节采用时域法研究其分析问题，并适宜应用 MATLAB/Simulink 软件进行分析和设计研究。

2. 离散系统稳定性的充要条件

对于式(3.6.4)的时不变差分方程，其特征方程如下

$$\rho^n + a_1\rho^{n-1} + a_2\rho^{n-2} + \cdots + a_n = 0 \tag{3.6.5}$$

设式(3.6.5)有各不相同的实特征根 $\rho_1,\rho_2,\cdots,\rho_n$，则差分方程的通解为

$$y(k) = A_1\rho_1^k + A_2\rho_2^k + \cdots + A_n\rho_n^k = \sum_{i=1}^{n} A_i\rho_i^k, \quad k = 0,1,2,\cdots,n \qquad (3.6.6)$$

式中系数 A_i 可由差分方程给定的 n 个初始条件决定。

当特征方程式(3.6.5)的根 $|\rho_i|<1(i=1,2,\cdots,n)$ 时，必有 $\lim\limits_{k\to\infty}y(k)=0$，故离散系统稳定的充分必要条件是：当且仅当差分方程式(3.6.4)的所有特征根的模 $|\rho_i|<1(i=1,2,\cdots,n)$ 时，解所表征的线性时不变离散系统是稳定的。

若已知差分方程式(3.6.4)和它的输出系列的初值，则可以利用递推关系，采用MATLAB语言编程逐步递推出系列 $y(k)$。

例 3.6.1 已知差分方程 $y(k+2)+3y(k+1)+2y(k)=0$，初始条件为 $y(0)=0, y(1)=1$，试求解该差分方程，即递推出系列 $y(k)$。

解 原差分方程可改写为

$$y(k+2) = -3y(k+1) - 2y(k)$$

根据初始条件

$$y(0) = 0$$
$$y(1) = 1$$

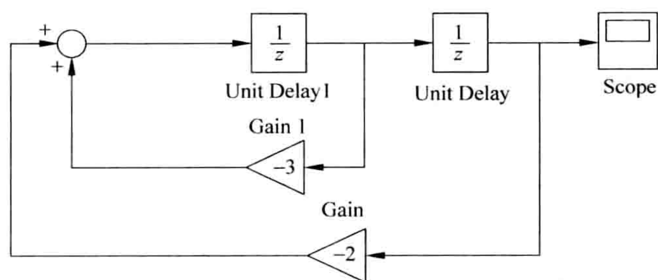
和差分方程所形成的递推关系，得

$$\text{对于 } k = 0, \quad y(2) = -3y(1) - 2y(0) = -3$$
$$\text{对于 } k = 1, \quad y(3) = -3y(2) - 2y(1) = 7$$
$$\text{对于 } k = 2, \quad y(4) = -3y(3) - 2y(2) = -15$$
$$\text{对于 } k = 3, \quad y(5) = -3y(4) - 2y(4) = 31$$
$$\vdots$$
■

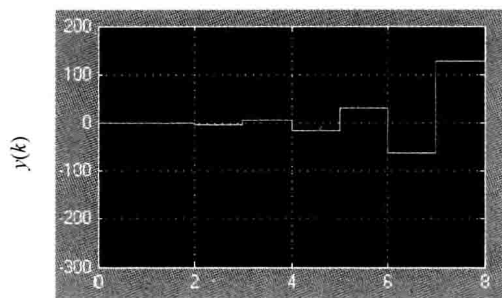
无论对连续控制系统离散化、离散控制系统的离散输出响应和离散控制系统的分析、设计(校正)等都可以用 MATLAB/Simulink 进行研究。对于例 3.6.1 可用 MATLAB 语言编写递推程序，也可以用 Simulink 进行仿真，解出差分方程。后者要利用 Unit Delay(单位延迟)模块 $1/z$ 和设置其初始条件，结构见图 3-50(a)，求得差分方程的解 $y(k)$，见图 3-50(b)。如果该差分方程式描绘一个离散闭环控制系统的调节过程，则 $y(k)$ 表示其解。对于复杂的离散系统这是求解差分方程的重要方法。

图 3-51 所示为一个具有采样器和保持器的离散随动系统，今研究其采样频率 $1/T$ 对系统稳定性的影响。采用 Simulink 进行仿真研究，图中采样器和保持器可以从库中拖出的 Zero-Order Hold(零阶保持器)模块表示，采样周期可在保持器上设置，其他处都是连续信号。在图 3-52 上图采样周期 $T=1\text{s}$，系统不稳定；下图 $T=0.5\text{s}$，系统是稳定的。在阶跃输入作用下的两个调节过程同时表示在 Scope 的图上(图 3-53)。采样频率对系统稳定性有影响，这是离散控制系统的特点。利用 MATLAB/Simulink 也可以方便地进行校正装置的设计，只要在仿真结构图上加上校正装置，按 Scope 图示上的调节过程选择其参数即可。

对于计算机控制系统，控制规律及数字 PID 参数可由计算机通过编程来设置。并且可以由 Simulink 仿真来进行设计和检验。



(a)



(b)

图 3-50　用 Simulink 求解差分方程

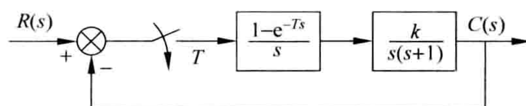


图 3-51　离散随动系统结构图

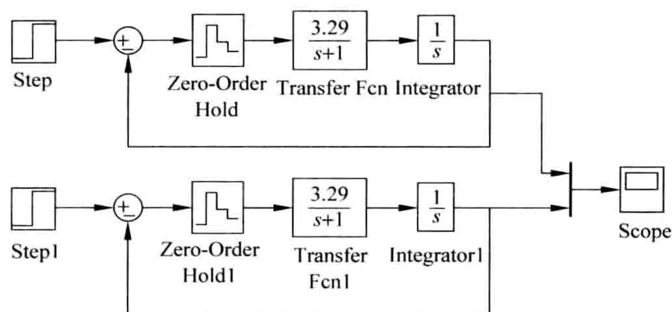


图 3-52　离散随动系统的 Simulink 仿真图

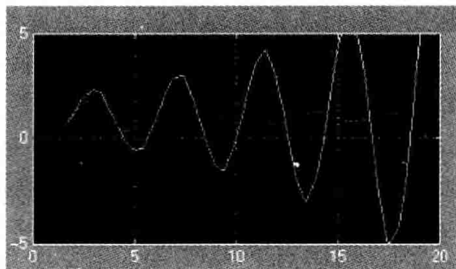


图 3-53 离散随动系统的采样频率对稳定性的影响

3.7 小结

本章是控制论基本方法篇中的第一章,也是最基本的章。本章所讨论的是线性定常自动控制系统的理论,也是工程控制论中早期的设计原则和试验方法的总结,所以也称为经典控制原理与方法。

反馈控制方法和补偿控制方法是自动控制系统的两大控制方法。前者通过控制的误差来产生控制作用,并力图消灭误差;而后者通过另一个前馈通道来补偿误差,理论上来说,误差甚至可以不出现。

为了精细地描述受控对象与系统的静态和动态特性,常需要建立它们的模型。本章采用以微分方程(或差分方程)描述或传递函数描述的数学模型。建立数学模型可以基于对受控对象机理的分析,也可以基于对受控对象实验响应曲线的拟合。系统的数学模型是对系统理论研究的基础。本章采用的数学描述方法归属于对系统的外部描述——输入输出描述,以区别于第5章的内部描述——状态空间描述。

长期以来在经典控制理论的分析和校正研究领域存在着两个主要研究方法:时域法和频域法。在20世纪40年代后期之后,因为频域法校正无可争辩的优点,频域法后来居上逐渐占据优势。目前在MATLAB/Simulink支持下,线性控制系统的分析和校正方法正面临新的变革。基于MATLAB可以使用经典意义上的时域法和频域法,也可以另辟新途。

本章结合MATLAB采用基于幅相频率特性的频域分析法和校正方法,以及Simulink仿真支持下基于传递函数的校正法。它们都还属于频域法的范畴。

至于过程控制系统的校正,本章介绍的是齐格勒和尼科尔斯的控制器参数整定方法。这些方法都是基于从输入端进行的随动工作状态进行设计的,而扰动端的校正(即调节工作状态)计算起来将更为复杂,而且时域和频域之间动态品质指标的相互转换只能是近似的,对于高于二阶的系统尤其如此。所以建议采用Simulink仿真下基于传递函数的校正法。

本章推荐使用MATLAB/Simulink来进行系统的时域分析:特征方程求根(稳

定性)、调节过程绘制和品质指标求取,以及频域分析:幅相频率特性的绘制和性能指标求取。本章强调在深刻理解校正的物理概念和校正装置物理性能的基础上,使用 MATLAB/Simulink 基于传递函数来进行串、并联校正装置的计算和从输入端和扰动端的校正,并采用调节过程的时域指标来验证校正是否符合要求。这实际上是基于 MATLAB/Simulink 的时域和频域相结合的新方法。虽然,校正时难免要进行试凑,但仍是简洁和直观的。传统意义上对控制系统的笔加纸和计算机的设计(校正)方法,正在因 MATLAB 软件的引用而更趋完美。

本章还包含其他一些线性系统问题:多变量控制系统和解耦设计、线性离散控制系统,至于网络化控制系统则在 8.7 节加以介绍。工业对象和社会经济对象常常是多变量对象,从而形成多变量控制系统。对于工业多变量对象解耦控制是非常重要的方法,解耦后可以按照过程控制的方法分别独立地对各个被控量进行分析,以及对各控制器的参数独立地整定。控制论中有必需变异度定律(law of requisite variety):当一个系统变得越来越复杂的时候,系统的控制器一定也要变得更为复杂,因为有更多的功能需要调节。对一个 2 输入－2 输出对象,一定要有 2 个控制器才能对它进行有效的控制。

离散控制系统在计算机控制和社会经济系统中都得到广泛应用。因为社会经济系统的数据都呈年度、月度等的统计数据,因而利用这些数据建模就得出多输入多输出的非线性离散系统,也即在社会经济控制论中的被控对象——宏观经济计量模型。离散控制系统的频率域研究方法基于与拉普拉斯变换相应的 z 变换和脉冲传递函数,这是与线性连续系统相并行的一套分析和校正方法。但本节仅采用时间域方法分析离散控制系统的稳定性,并强调基于传递函数和仿真结构图采用 MATLAB/Simulink 来进行分析和设计研究。

习题

3.1 自动控制系统有哪几个基本环节(元件)?

3.2 何谓自动控制系统的“负反馈”?它和自动控制系统是一个闭环系统有什么关系?

3.3 试述恒值自动调节系统、程序自动控制系统和随动系统的特点各是什么?

3.4 对自动控制系统有几种分类方法?各基于何种观点?

3.5 何谓“扰动”?试说明在图 3-1 上有几种主要扰动。

3.6 如果在图 3-1 上电动机和所驱动的调压器为大功率晶体管放大器所代替,问这是有差还是无差控制系统?为什么?

3.7 采样控制系统有什么特点?计算机控制的特点是什么?

3.8 试对图 3-29 上液位自动调节的过程控制系统作出含有基本环节的功能框图。

3.9 采用劳思的代数稳定判据,判断未接入和接入 RC 微分(校正)装置后加热

电炉温度自动控制系统(图 3-1)的稳定性。

3.10　若控制系统的特征方程式为：$D(\lambda)=\lambda^3+5\lambda^2+4\lambda+K$,试求能使系统保持稳定的 K 值的范围。

3.11　何谓研究自动控制系统的时间域研究法？有何优缺点？

3.12　自动控制系统的稳态和动态质量指标是什么？

3.13　何谓连续控制系统？它和采样控制系统有何区别？

3.14　试绘制下列振荡环节的幅相特性。

$$G(s)=\frac{1}{s^2+2s+2}$$

3.15　何谓研究自动控制系统的频率域研究法？试述传递函数的概念。

3.16　三种常用的 RC 校正装置应如何选用？试绘制它们的幅相特性。

3.17　何谓扰动补偿原理？如何基于此原理进行补偿器设计？

3.18　多输入或多输出自动控制系统的特点是什么？

3.19　何谓“解耦控制”？试叙述其基本概念。

3.20　求解差分方程 $y(k+2)-4y(k+1)+y(k)=0$,初始条件为 $y(0)=0$, $y(1)=1$。

参考文献

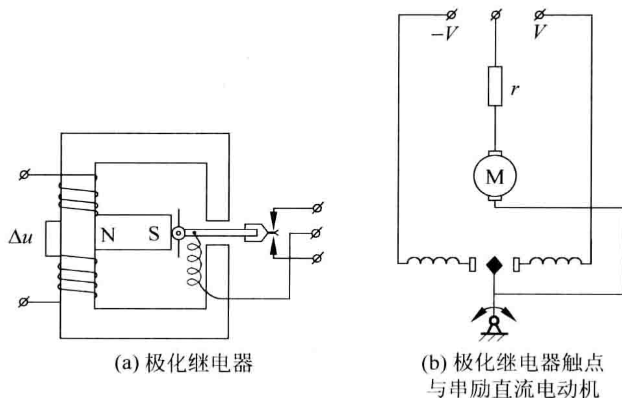
1. 万百五,韩崇昭,蔡远利. 自动化(专业)概论(第 3 版). 武汉：武汉理工大学出版社,2010
2. 吴韫章. 自动控制理论基础. 西安：西安交通大学出版社,2000
3. 方康玲,王新民,刘彦春. 过程控制系统. 武汉：武汉工业大学出版社,2002
4. Anand D K, Zmood R B. Introduction to Control Systems. (Third Edition) Oxford: Butterworth-Heinemann Ltd,1995
5. Dorf C D, Bishop R H. Modern Control Systems. (Ninth Edition) Pearson Education, Inc., USA, N.J. Prentice Hall,2001
6. 李益华. 自动控制原理. 长沙：湖南大学出版社,2004
7. 曹克民. 自动控制概论. 北京：中国建材工业出版社,2002
8. 侯夔龙. 自动控制理论. 西安：西安交通大学出版社,1987
9. 金以慧. 过程控制. 北京：清华大学出版社,1993
10. 王俊杰. 检测技术与仪表. 武汉：武汉工业大学出版社,2002
11. 相良节夫. 基础自动制御. 日本东京：森北出版株式会社,1979
12. 张爱民. 自动控制原理. 北京：清华大学出版社,2005
13. Hanselman D, Littlefield B. (李人厚,张平安等译校). 精通 MATLAB——综合辅导与指南. 西安：西安交通大学出版社,1998

第4章 非线性系统控制方法

4.1 非线性元件及其线性化

4.1.1 非线性元件

自动控制系统由各种环节(元件)组成,而环节或元件按其特性,可分为线性元件(linear element)和非线性元件(nonlinear element)。例如图 3-1 中的电子放大器,它的输入输出静态特性,是一条直线。而图 3-1 中电枢控制的直流电动机,不考虑磁路的饱和特性近似地可用线性微分方程描述它的运动规律。这些元件都是线性元件。然而,有些元件是非线性的,例如一个极化继电器(图 4-1(a)),可用来代替图 3-1 中的线性元件电子放大器。极化继电器与普通的继电器不同,输入不同极性的电压 Δu,它闭合相应的不同触点,如图 4-1(b)中的左侧或右侧触点。不同的触点连接不同的励磁绕组和电压 V(左或右),串励直流电动机才能向不同的方向旋转。图中 M 为电动机的电枢部分,并连接有限流电阻器 r。这样,直流电动机根据误差 Δu 的极性向不同的方向旋转。而这样的极化继电器的静特性,如图 4-2 所示。不灵敏区的存在,表示继电器要等到 Δu 有一定的小值 u_0 时才会吸动。图 4-2 的静特性与放大器的线性相比特性显著不同,这就是一



(a) 极化继电器

(b) 极化继电器触点与串励直流电动机

图 4-1 极化继电器带动直流电动机原理图

种典型的非线性元件，称为继电器型。

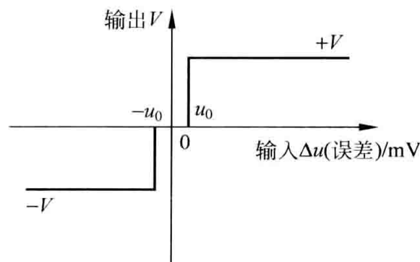


图4-2 极化继电器的静特性

其他典型的非线性元件还有电机等磁路具有的饱和特性(图4-3(a))，放大器具有不灵敏区及饱和的特性(图4-3(b))，以及磁滞回线特性(图4-4)和传动齿轮间隙的回线特性(图4-5)等。

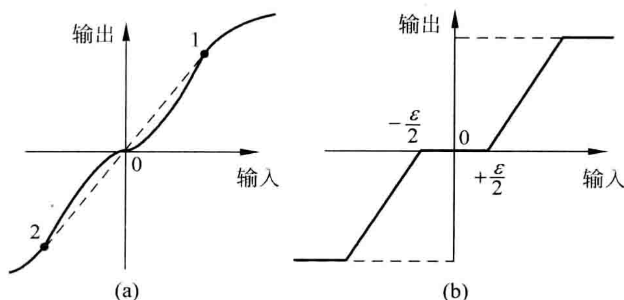


图4-3 饱和特性

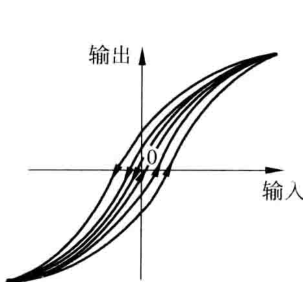


图4-4 磁滞回线

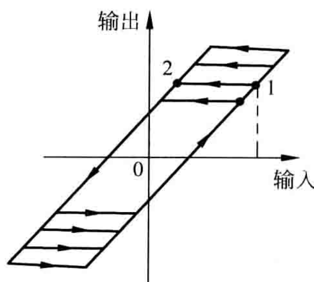


图4-5 齿轮间歇的回线特性

图4-1中的极化继电器带动串励直流电动机，组成常见的非线性放大和执行部件。因为电动机的输出是Δu的非线性函数，它要用非线性微分方程来描述。含有非线性环节或元件的控制系统，称为非线性控制系统(nonlinear control system)。这是按元(部)件和系统的固有内在性质来划分控制系统。

非线性控制系统会出现一些在线性系统中不可能发生的奇特现象，将在以下各节加以叙述。

4.1.2 非线性元件的线性化

在现实的控制系统中，严格地说，所有元件在不同程度上几乎都具有非线性性质。例如，上节阐述的不灵敏区(死区)、传动的间隙、回线特性、饱和等非线性静特性在元件中几乎都不同程度地存在，元件或者部件的运动是以非线性微分方程来描述的。这样，描述系统的真实方程式，也即数学模型是非常复杂的，要建立它们几乎是不可能的。

要分析和设计非线性控制系统，求解非线性微分方程是不可避免的，但苦于没有一个通用的求解数学方法，因而也很难有通用的设计方法。上文叙述的图 4-2，图 4-3(b)，图 4-4 和图 4-5 都是严重(或称"本质")的非线性元件，而图 4-3(a)为非严重(或称非"本质")的非线性元件。对于一类非严重的非线性控制系统，可以用线性化的方法使它化成一个等效的近似线性控制系统。然后采用分析和设计线性控制系统的方法来加以处理。

一个简单而实用的线性化方法，是在系统的工作点附近用一条切线或割线来替代原来的非线性曲线。这种方法适合于非线性静态元件和系数是非线性的非线性微分方程。如对于具有磁滞回线特性的元件(图 4-4)，可在原点沿过该点磁滞回线作一切线，用此切线近似这一段曲线，但这要求回线较狭窄方可；如对于具有饱和特性(图 4-3(a))的曲线，因为在原点的切线斜率很小，经验表明可在原点沿过该点饱和特性作一割线 1～2，用此割线近似这一段曲线是适宜的。要注意的是，必须将系统的工作点定为原点。这表明系统是静止的，或者采用的是相对坐标。这个线性化方法的另一要点是，它只是在输入值的一定范围内是有效的，其有效性取决于在该范围内近似直线与曲线的近似程度。如果图 4-3(b)的不灵敏区 ε 和图 4-5 的间隙都相当小的情况，则可以采用一根过原点的直线来近似这两个非线性特性；否则要采用研究非线性系统的方法来处理这些元件。

对于一般的非线性静态元件，列出算式如下

$$y = K(x) \tag{4.1.1}$$

在元件的工作点(x_0, y_0)处加以线性化，其方法是先将式(4.1.1)表示成 $y_0 + \Delta y = K(x_0 + \Delta x)$，再在该工作点附近将上式展开成泰勒级数

$$y_0 + \Delta y = K(x_0 + \Delta x) = K\big|_{x_0} + \frac{\mathrm{d}K}{\mathrm{d}x}\bigg|_{x_0} \Delta x + \frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}^2 K}{\mathrm{d}x^2}\bigg|_{x_0} (\Delta x)^2 + \cdots \tag{4.1.2}$$

由于自动控制系统的无差性(或稳态偏差很小)和被控制量在扰动作用下小范围摆动的特点，可以认为被控制量增量 Δx 偏离 x_0 较小。因此，它的 2 次方$(\Delta x)^2$ 及以上的项可以忽略。这样

$$y_0 + \Delta y = K(x_0 + \Delta x) \approx K\big|_{x_0} + \frac{\mathrm{d}K}{\mathrm{d}x}\bigg|_{x_0} \Delta x \tag{4.1.3}$$

注意到在工作点(x_0, y_0)处 $y_0 = K(x_0)$表示成 $K|_{x_0}$，故

$$\Delta y \approx \frac{\mathrm{d}K}{\mathrm{d}x}\bigg|_{x_0} \Delta x \tag{4.1.4}$$

式(4.1.4)就是非线性元件(式(4.1.1))线性化后所求到的近似线性数学模型，其中两个变量间的系数是原非线性函数在工作点(x_0, y_0)处的斜率。这也是上文阐述的以一段切线来近似曲线的理论根据。

除了非线性元件或元件微分方程的非线性系数可以采用上文的方法加以线性化外，元件微分方程还可能包含其他非线性项，如

$$y = ax + b\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} + cx\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \tag{4.1.5}$$

式中最后一项为非线性项。

设 $y = y_0 + \Delta y, x = x_0 + \Delta x$，代入式(4.1.5)，得

$$\begin{aligned} y_0 + \Delta y &= a(x_0 + \Delta x) + b\frac{\mathrm{d}(x_0 + \Delta x)}{\mathrm{d}t} + c(x_0 + \Delta x)\frac{\mathrm{d}(x_0 + \Delta x)}{\mathrm{d}t} \\ &= ax_0 + b\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0} + cx_0\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0} + a\Delta x + b\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} \\ &\quad + cx_0\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} + c\Delta x\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0} + c\Delta x\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} \end{aligned} \tag{4.1.6}$$

如上文所述研究方法，可以认为被控制量增量 Δx 偏离 x_0 较小，上式最后一项可以忽略。在上式中消去在工作点(x_0, y_0)处成立的关系

$$y_0 = ax_0 + b\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0} + cx_0\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0} \tag{4.1.7}$$

则

$$\begin{aligned} \Delta y &\approx a\Delta x + b\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} + c\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0}\Delta x + cx_0\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} \\ &= \left(a + c\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\bigg|_{x_0}\right)\Delta x + (b + cx_0)\frac{\mathrm{d}\Delta x}{\mathrm{d}t} \end{aligned} \tag{4.1.8}$$

上式就是元件非线性微分方程式(4.1.5)在工作点(x_0, y_0)处线性化后的近似线性数学模型。

如上文所述，输入值只能在一定范围内上述线性化的方法是有效的，或者说，$\Delta x, \Delta y$ 必须是小偏差。此外，在非线性元件线性化时要采用切线来替代原曲线，也即泰勒级数展开取其第一项的方法，这就要求在工作点元件的非线性函数必须是单值的和连续的，这样才能求导数。所以像图 4-2，图 4-3(b)，图 4-4，图 4-5 上的非线性函数是不能用切线近似的方法线性化的。

在自动控制系统中如有一个元件的方程(或传递函数)是线性化后得出的，则对此类线性化的系统模型，它的稳定性之类结论只在稳态值的小偏差的范围内有效。然而，由于在根据此传递函数设计控制系统时，都要求有相当的稳定裕量，所以在大信号下(如自动化电力传动系统的启动、停车或加上、卸下全负荷等)自动控制系统的稳定性一般都能得到保证。

4.2 非线性控制系统的经典研究方法

4.2.1 非线性系统的相平面研究法

以下线性常微分方程描述的动态系统，本节以变量 $x(t)$ 为输出

$$
\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} &= y \\
\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} &= f(x,y)
\end{aligned}
\tag{4.2.1}
$$

以描述在起始条件 $x(0)$ 和 $\dot{x}(0)$ 下系统的运动，如图 4-6(a)所示。

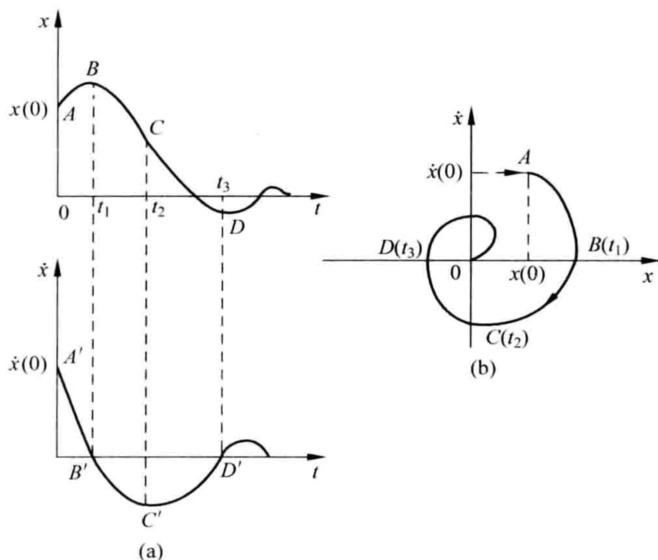


图 4-6 二阶线性系统的时间响应和对应的相平面图

如果在 $\dot{x}\sim x$ 平面上来描述系统的运动，这时 t 成为曲线上的参变量(图 4-6(b))。在每一时间 t 用 $x(t)$ 和 $\dot{x}(t)$ 值作坐标可在该平面上画出一点，称为相点。如初始 A 点，其坐标为 $(x(0),\dot{x}(0))$。这个 $\dot{x}\sim x$ 平面称为相平面(phase plane)。当 t 变化时相点轨迹的图称为相轨迹图，它表示系统的演变过程，而轨迹上的箭头指明 t 增加的方向。相轨迹的运动一般沿顺时针方向。对二阶系统，变量 $x(t)$ 和 $\dot{x}(t)$ 构成的相平面图上的相轨迹，和系统的时间响应(调节过程)一样，完全可以充分描述系统的动态过程，如图 4-6(b)所示。最后，随着 t 的增加稳定系统的相轨迹习惯上都让它趋向相平面的原点，即系统趋向零稳态。变量 x 常表示控制系统的误差 $e(t)$。在相平面上原点表征 $e(t)=0$ 和 $\dot{e}(t)=0$，即系统趋于静止(平衡点)，在原点的这个平衡点即是稳态点。

在相平面上以二阶非线性常微分方程描述的非线性控制系统的相轨迹，其形态

非常复杂。因此，先研究二阶线性系统在相平面上的各类轨迹实属非常必要。

4.2.2　二阶线性系统的相平面轨迹

设线性二阶自动控制系统的常微分方程为

$$\ddot{x} + 2\zeta\omega_n \dot{x} + \omega_n^2 x = 0 \tag{4.2.2}$$

式(4.2.2)化为两个一阶微分方程

$$\begin{cases} \dfrac{dx}{dt} = y \\ \dfrac{dy}{dt} = -2\zeta\omega_n y - \omega_n^2 x \end{cases} \tag{4.2.3}$$

消去时间 t，可得

$$\frac{dy}{dx} = \frac{-2\zeta\omega_n y - \omega_n^2 x}{y} \tag{4.2.4}$$

式(4.2.4)就是相平面上相轨迹的微分方程。显然，相轨迹依赖于参数 ζ, ω_n 的值和系统的初始条件 $x(0), y(0) = \dot{x}(0)$。其中在相平面上任一点相轨迹斜率为确定值的点，称作普通点。而在相平面上能同时满足式(4.2.4)中分母 $y=0$ 和分子都等于 0 的点，称作奇点，也称平衡点。在该点多个相轨迹汇集相交在一起。这与微分方程理论所言通过一个普通点只有一条轨迹曲线，轨迹是不相交的论断是相违背的，故这样的点称为奇点。根据奇点附近相轨迹的不同形状，可将奇点分成如下数类，如图 4-7 所示，每个子图的左侧为微分方程特征根的分布。

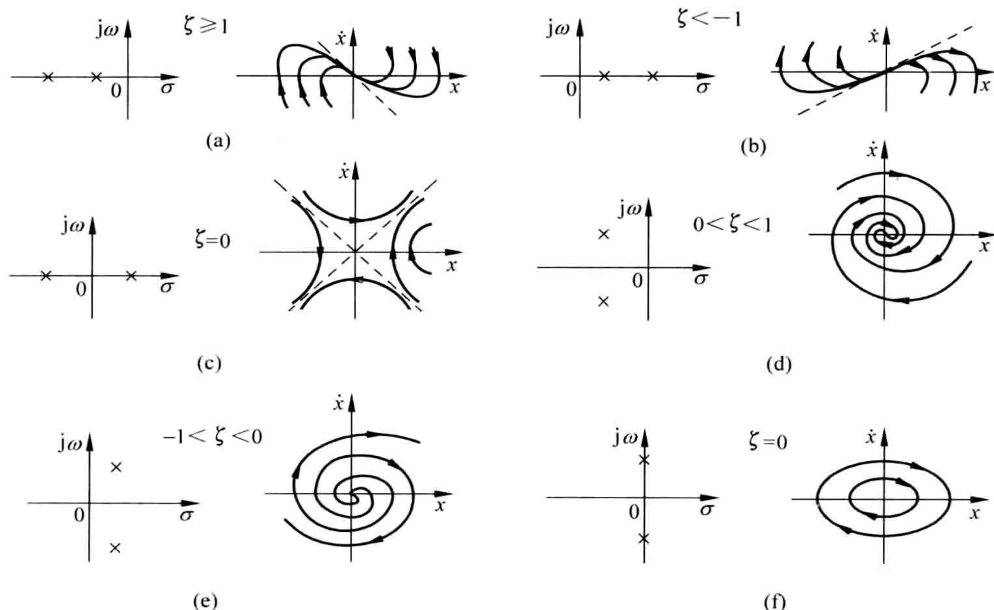


图 4-7　二阶线性系统的相平面轨迹

(1) 节点。其附近相轨迹呈抛物线形状。可分为稳定节点(图4-7(a)),其附近相轨迹以抛物线状卷向节点;不稳定节点(图4-7(b)),其附近相轨迹以抛物状从节点卷出趋向无穷远。

(2) 鞍点。其附近相轨迹呈双曲线形状,一部分相轨迹趋向奇点,另一部分相轨迹从奇点辐射出去,似马鞍状(图4-7(c))。

(3) 焦点。其附近相轨迹呈螺线形状。可分为稳定焦点(图4-7(d)),其附近相轨迹以螺线状卷向焦点;不稳定焦点(图4-7(e)),其附近相轨迹以螺线状从焦点卷出趋向无穷远。

(4) 中心。其附近相轨迹呈闭合的旋涡或椭圆(图4-7(f))。

这些奇点在非线性系统的相轨迹中都会出现。相平面研究法(phase-plane method)是一个有效的对二阶非线性控制系统的分析方法。

4.2.3 二阶非线性系统的相平面轨迹及其绘制法

1. 二阶非线性系统的相平面及其轨迹

和二阶线性系统不同,二阶非线性系统可以有多个奇点。图4-8是一个较复杂的二阶非线性系统的相轨迹图,其中纵坐标 $y=\dot{x}$。图中右半平面上当 x 为正值而 y 值不大时,有一个具有封闭轨迹、稳定的极限环1(周期性的平衡状态),它表示一个稳定的振荡,起始于该极限环内部或外部的相轨迹均收敛于该极限环;y 为0,x 为较小正值时给出一个不稳定的节点3。左半平面上 y 为0,x 为绝对值较大负值时给出一个稳定的焦点2(平衡点)以及 x 为绝对值较小负值时给出一个鞍点4(不稳定的平衡点)。该非线性系统依赖其初始条件 $x(0)$ 和 $\dot{x}(0)$(初始相点)的不同,可运动到图4-8上的各个对应部分,因而可能不稳定(运动发散)、稳定(运动收敛到稳定焦点)或者有极限环(运动收敛到极限环上,系统作周期性的运动)。这就是非线性系统的重要特点,即其运动轨迹和稳定性取决于初始条件。因而在稳定的焦点2,系统的行为称作小范围稳定。而极限环是非线性系统相图所特有的。

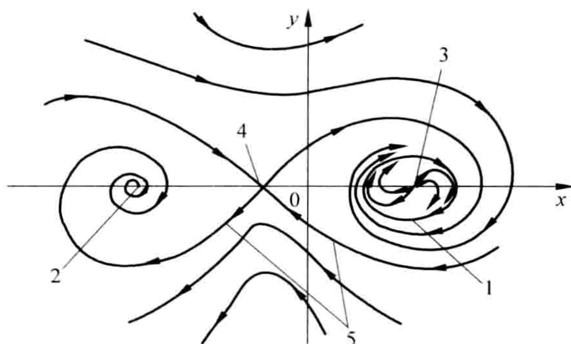


图4-8 非线性系统的相轨迹图

上述相点 2,3,4 是一些奇点,和线性系统一样,通过该点的轨迹不只一条。在鞍点 4 还有一个重要的现象,就是有四条轨迹曲线经过该点,一个进入点"分叉"成两条轨迹离开。详情将在下节加以解释。

对方程式(4.2.1)所描述的非线性控制系统,从相平面图很容易看到任何可能初始条件下的全部解。所以相平面研究法特别适合于分析在各种初始条件和各种输入值作用下的二阶非线性控制系统。

对三阶控制系统要绘制相轨迹,一般非常困难。因为这要求在三维相空间上绘制出立体相轨迹。但可以研究其某一截面,这样又成为二维的相轨迹。

2. 相轨迹的作图法

通过消去时间变量 t,二阶非线性系统的表达式(4.2.4)可以写成

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x}=\frac{p(x,y)}{q(x,y)} \tag{4.2.5}$$

在极简单情况下上式可被积分,得到一个带积分任意常数的数学解析表达式(积分曲线),这就是相轨迹的解析表达式,并据此可以在相平面从初始条件决定的第 1 点开始逐点画出相轨迹。这就是绘制相轨迹的解析法。但这种极简单情况是很少的。当控制系统的非线性微分方程式用解析法绘制相轨迹显得比较繁杂和困难,甚至不可能时,就必须采用图解法。等倾线法就是其中的一种逐步作图法。

本章采用第 3 章所应用的高级软件产品 MATLAB/Simulink 软件,它也是绘制相平面图和研究非线性系统的重要辅助工具。

例 4.2.1　以下控制系统的非线性微分方程为著名的范德堡(Van der Pol)方程式

$$\ddot{x}-\varepsilon(1-x^2)\dot{x}+x=0 \tag{4.2.6}$$

应用 Simulink 软件仿真绘制相轨迹图的框图。

在 $\varepsilon=0.1$ 时的 Simulink 框图见图 4-9。图中采用三个乘法器(Product)、一个常数(Constant)模块、两个积分器(Integrator)模块并可以加入初始条件,最后用 XY Graph(XY 绘图仪)记录相轨迹图。事实上,这里是由上述模块仿真非线性微分方

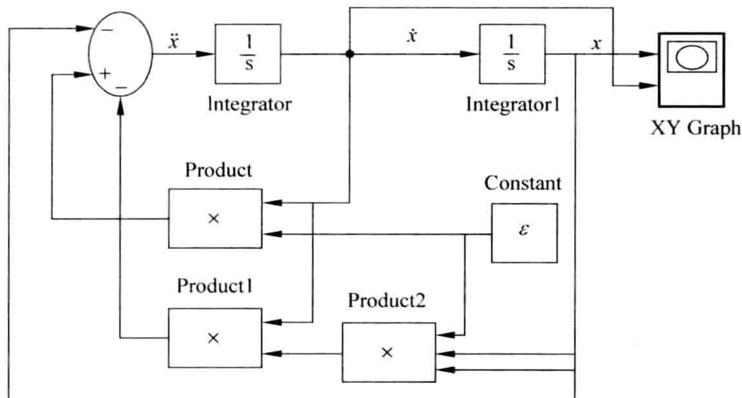


图 4-9　Simulink 软件仿真范德堡方程式相轨迹的框图

程,并没有用到 Nonlinear(非线性)模块库中的非线性元件模块。

图 4-10 是由 Simulink 绘制的范德堡方程的相轨迹,初始点在(−3.1,0.1)。图中有一个稳定的极限环。环外的相轨迹卷向极限环外侧,环内的相轨迹卷向极限环内侧;原点是一个不稳定的焦点。

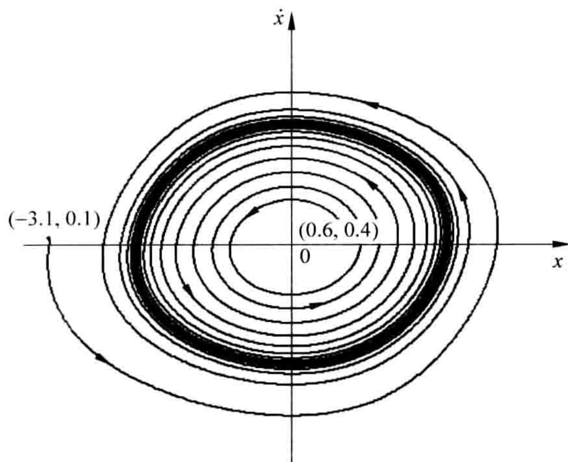


图 4-10 由 Simulink 绘制的范德堡方程的相轨迹 ■

4.2.4 继电器控制系统的相平面图

图 3-1 所示的炉温自动调节系统,如果对象是一个较小的加热炉,其滞后较小。采用极化继电器为直流电动机供电,同时,滞后和热容惯性可合并使对象能以一阶惯性环节描述;直流电动机包括滑动触点以一个积分环节来表示;极化继电器和不饱和的放大器的静态特性等以图 4-2 来表示;测温热电偶的惯性可以忽略。这样,系统由三阶系统降为二阶,使相平面研究法得以应用。

描述控制系统的微分方程组如下

加热炉 $$\left(T_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}+1\right)u_{\mathrm{w}}(t)=k_1u_{\mathrm{h}} \tag{4.2.7}$$

热电偶 $$u_{\mathrm{f}}=k_2u_{\mathrm{w}}(t) \tag{4.2.8}$$

比较环节 $$\Delta u=u_{\mathrm{r}}-u_{\mathrm{f}} \tag{4.2.9}$$

放大器和极化继电器、电动机和滑动触点的电压输出 V 的关系

$$T_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{h}}}{\mathrm{d}t}=\begin{cases}V, & \Delta u\geqslant u_0\\ 0, & |\Delta u|<u_0\\ -V, & \Delta u\leqslant -u_0\end{cases} \tag{4.2.10}$$

式中 $u_{\mathrm{w}}(t)$ 为炉温,u_{h} 为加热电压,u_{f} 为热电偶输出电压,u_{r} 为给定电压,$\pm u_0$ 为极化继电器不灵敏区,V 为极化继电器输出电压。

选系统的误差 Δu 为主变量,消去中间变量,得到一个描述炉温自动控制系统的二阶非线性微分方程

$$\left(T_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}^2\Delta u(t)}{\mathrm{d}t^2}+\frac{\mathrm{d}\Delta u(t)}{\mathrm{d}t}\right)=-k_1k_2\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{h}}}{\mathrm{d}t}=-k_1k_2\begin{cases}\dfrac{V}{T_{\mathrm{m}}}, & \Delta u\geqslant u_0\\ 0, & |\Delta u|<u_0\\ -\dfrac{V}{T_{\mathrm{m}}}, & \Delta u\leqslant -u_0\end{cases}\tag{4.2.11}$$

相平面由炉温的误差 $\Delta u(t)$ 和它的导数 $\Delta\dot{u}(t)$ 构成，如图 4-11 所示，其中 $x=\Delta u(t)$，$y=\Delta\dot{u}(t)$。这是一个含三叶的相轨迹图。Ⅱ-Ⅱ线之左为左叶，Ⅰ-Ⅰ线之右为右叶。垂直线Ⅰ-Ⅰ和Ⅱ-Ⅱ之间为不灵敏区，这是中叶，垂直线坐标相应为 $x=-u_0$ 和 $x=u_0$，它们代表极化继电器的换接线。左叶和右叶都由超越曲线描述其相轨迹。在Ⅰ-Ⅰ和Ⅱ-Ⅱ之间区间内因式(4.2.11)右侧为 0，对该式积分一次可得 $T_{\mathrm{f}}y=-x+C$，得到由直线描述的相轨迹，其中 C 为积分常数，由初始条件也就是左叶超越曲线相轨迹的终端值决定。在该区间电动机失电，处于减速惯性运行，并且如果转速 y 不大，相轨迹点落在 $x=-u_0$，$y=0$ 和 $x=u_0$，$y=0$ 两点之间的横坐标线段(不灵敏区)上，运动就停止。

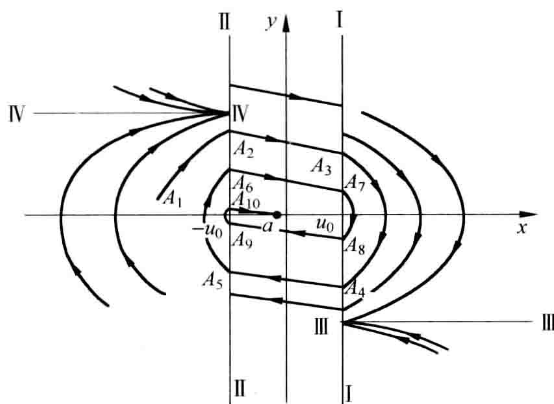


图 4-11　具有不灵敏区的继电器非线性系统的相轨迹图

在左叶，相轨迹曲线的微分方程可改写为

$$T_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t}=\left(-1+\frac{Vk_1k_2}{T_{\mathrm{m}}y}\right)\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\tag{4.2.12}$$

然后，进行积分后得到超越曲线

$$x=-\frac{T_{\mathrm{f}}Vk_1k_2}{T_{\mathrm{m}}}\ln\left(1-\frac{T_{\mathrm{m}}}{Vk_1k_2}y\right)-T_{\mathrm{f}}y+C\tag{4.2.13}$$

同法，进行积分后得到右叶上的超越曲线

$$x=\frac{T_{\mathrm{f}}Vk_1k_2}{T_{\mathrm{m}}}\ln\left(1+\frac{T_{\mathrm{m}}}{Vk_1k_2}y\right)-T_{\mathrm{f}}y+C\tag{4.2.14}$$

式中 C 为积分常数。

按上两式在相平面上作图就可得如图 4-11 所示的相轨迹图。在左、右叶各还有

一段与横轴平行的直线Ⅳ-Ⅳ和Ⅲ-Ⅲ。处于换接线Ⅰ-Ⅰ之右和直线Ⅲ-Ⅲ之上的相点不可能进入直线Ⅲ-Ⅲ之下的区域；同样，处于换接线Ⅱ-Ⅱ之左和直线Ⅳ-Ⅳ之下的点不可能进入直线Ⅳ-Ⅳ之上的区域。

假设，从初始点 $A_1(t=0)$开始在左叶作曲线运动到 A_2，再经过中叶直线运动到 A_3，然后在右叶再作曲线运动到 A_4，再经过不灵敏区到 A_5，经过左叶曲线运动到 A_6，…，最后控制系统运动到不灵敏区 $-u_0 \sim u_0$ 间的 a 点停止。这说明控制系统是稳定的，并且是有差的。图上不灵敏区间 $-u_0 \sim u_0$ 就是图 4-2 上极化继电器的不灵敏区。一个稳定的这类继电器自动控制系统，最终一定停留(静止)在这个不灵敏区上。在图 4-11 上，任取一点作初始点，从相轨迹图上可以知道系统的运动规律。因而，相平面法是研究非线性控制系统的一个重要工具。

以上是采用分叶直接积分的解析法绘制相平面图。采用 Simulink 绘制相平面图，就显得较方便。图 4-2，图 4-3，图 4-4 各种非线性元件在 Nonlinear 模块库中都存有待用。图 4-12 为由 Simulink 绘制的继电器非线性系统的相轨迹图。该图由不同初始值的多个相轨迹绘制在一起，不灵敏区取值为－0.5～0.5。图上相应有初始点$A_1(t=0)$，A_2，A_3，A_4，…，A_{11}的一个典型轨迹，可与图 4-11 相对比。

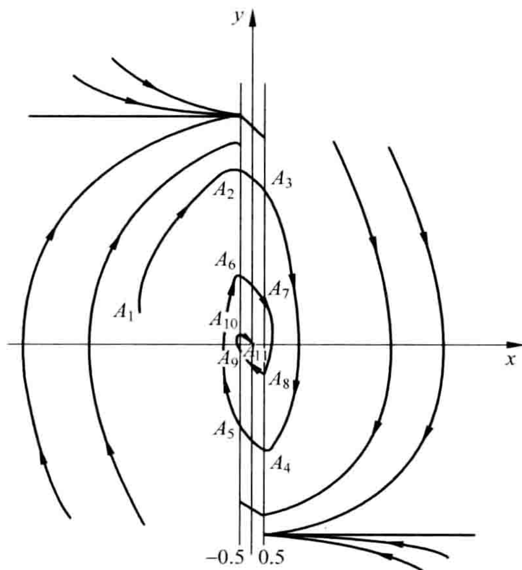


图 4-12　由 Simulink 绘制的继电器非线性系统相轨迹

4.3　分叉与混沌

首先以机械系统——弹簧支持的倒立摆为例来说明非线性系统的分叉现象(图 4-13)。在重力和弹性力作用下，倒立摆摆动角度 θ 的非线性微分方程为

$$ml^2\ddot{\theta} = mgl\sin\theta - k_a\theta \tag{4.3.1}$$

式中 mg 是摆受到的重力，l 是摆的长度，$k_a\theta$ 是弹性力。

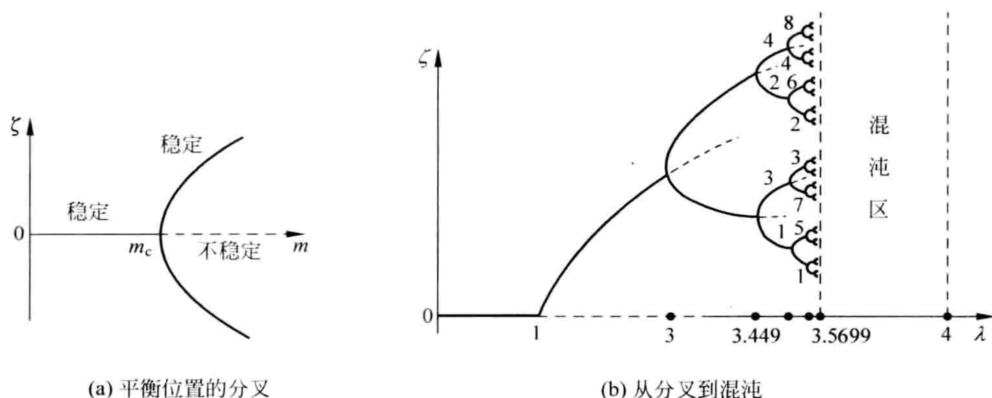
现讨论系统的平衡位置，即令式(4.3.1)右侧等于 0。如果摆幅不是很小，$\sin\theta \approx \theta - \theta^3/6$。于是可以得到 θ 的三个平衡位置：$\theta=0$ 以及

$$\theta = \pm\sqrt{6 - \frac{6k_a}{mgl}} \tag{4.3.2}$$

如弹簧的弹性足够好，$mgl < k_a$，从相轨迹图得出：$\theta=0$ 这个平衡位置是稳定的。如摆球的质量足够大，$mgl > k_a$，则 $\theta=0$ 这个平衡位置是不稳定的。同时在 $\theta=0$ 两侧分别各出现一个平衡位置。自此临界平衡位置 $m_c = m = k_a/gl$ 发生分叉(bifurcation)，见图 4-14(a)。图中 ζ 为平衡位置的 θ 值。这种平衡位置的分叉现象是在非线性系统中特有的。



图 4-13　弹簧支持的倒立摆



(a) 平衡位置的分叉　　(b) 从分叉到混沌

图 4-14　非线性系统中的分叉

图 4-14(b)为非线性系统发生分叉前后一般情况的描述，以 λ 表示系统的参数，ζ 表征系统的状态。如果出现分叉现象($\lambda=3$)后，每个分支又出现分叉($\lambda \geq 3.449$)，分支就连续出现($\lambda \geq 3.5699$)，最后分支之间就会重叠在一起，系统的状态有明显的不确定性，即随机性。这种现象称为混沌(chaos)，它是非线性系统中特有的运动形式。它的“稳态”不是通常概念下确定性运动的三种稳态：静止(平衡)、周期运动和准周期运动，而是一种始终限于有限区域且轨迹永不重复、性态复杂而又有规律的运动，对初始点有强的依赖性。

洛伦茨(Lorenz)非线性模型和由它解出的混沌现象是著名的一例。其模型如下

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = -k(x-y) \\ \dfrac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = -xz - y + rx \\ \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = -xy - \mathrm{d}z \end{cases} \tag{4.3.3}$$

图4-15为以洛伦茨非线性模型计算出的广义相空间的三维相轨迹图，该系统产生的混沌现象，它貌似无规律，实际仍有一定的条理性。它宛如颤动中的一对蝴蝶翅膀。在过程控制系统、动力电子电路、人的心电图、脑电波中都有混沌波形被发现。混沌是在自然界普遍存在的现象。



图4-15 非线性系统的混沌现象相轨迹图

混沌现象的研究是目前控制论界的一个非常活跃的领域。混沌同步被应用于保密通信技术方面。

4.4 其他描述与控制方法

4.4.1 非线性系统研究的描述函数法

1. 描述函数的定义

描述函数法(describing function method)是将频率特性和传递函数的概念推广到非线性元件，是在频率域研究非线性控制系统稳定性的一种近似方法。

对于一个非线性的静特性，输入按正弦变化，其输出未必是正弦变化，但可以保证是一个同周期的函数。设输入 $u(t)=u_{\mathrm{m}}\sin\omega t$，将输出周期函数 $y(t)$ 展开成傅里叶级数

$$y(t) = y_0 + y_1\sin(\omega t + \varphi_1) + y_2\sin(2\omega t + \varphi_2) + y_3\sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots \tag{4.4.1}$$

对于该非线性的静特性元件，其描述函数定义为，以输出的一次谐波分量幅值 y_1 对输入正弦函数的幅值 u_{m} 之比为模，并以它们相位之差为相角 φ_1 组成的一个复数函数 N

$$N = \frac{y_1}{u_{\mathrm{m}}}\angle\varphi_1 \tag{4.4.2}$$

描述函数 N 与频率 ω 无关。这个函数 N 一定程度上表征相关非线性元件的频率特性。

例 4.4.1 研究二位式继电器元件的描述函数。

继电器元件特性表示在图4-16(a)上。其输入为 $u(t)=u_{\mathrm{m}}\sin\omega t$，其同频率输出

是幅值或为一个正常数 b，或为负常数 $-b$ 的方波，其一次谐波分量 y_1 为 $y_1(t)=y_m\sin\omega t$，见图 4-16(b)。

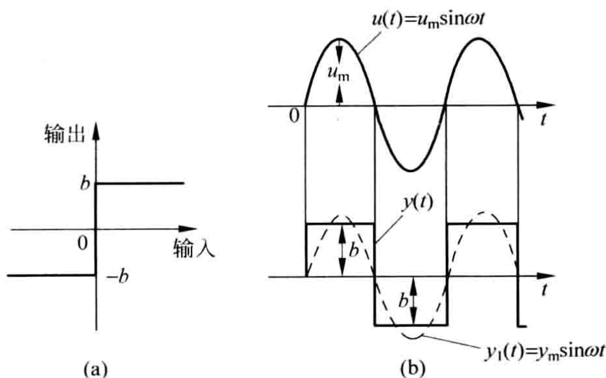


图 4-16　二位式继电器的描述函数求取

说明得更清楚些，这种元件的输出方波 $y(t)$ 的傅里叶级数展开为

$$y(t)=A_0+\sum_{n=1}^{\infty}(A_n\cos n\omega t+B_n\sin n\omega t) \tag{4.4.3}$$

由图 4-16(b)可以看出，输出是 ωt 的奇函数，则 $A_n=0\quad(n=0,1,2,\cdots)$。因此

$$y(t)=\sum_{n=1}^{\infty}B_n\sin n\omega t \tag{4.4.3a}$$

$y(t)$ 中的一次谐波分量 y_1 为

$$y_1(t)=B_1\sin\omega t \tag{4.4.4}$$

式中

$$\begin{aligned}B_1&=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}y(t)\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)\\&=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}y(t)\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)\end{aligned} \tag{4.4.5}$$

以 $y(t)=b$ 代入上式，得

$$B_1=\frac{2b}{\pi}\int_0^{\pi}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{4b}{\pi} \tag{4.4.6}$$

由此，可得出二位式继电器元件的描述函数 N 为

$$N=\frac{y_1}{u_m}\angle 0^\circ=\frac{4b}{\pi u_m} \tag{4.4.7}$$

因此，该二位式继电器元件的描述函数是一个实数，并且只与输入的振幅 u_m 有关，与输入正弦函数的频率 ω 无关。■

上述结果以及另两种最通常的典型非线性元件的描述函数列于表 4-1 中。

表 4-1　典型非线性元件及其描述函数

非线性特性	描 述 函 数
	$N(u_m)=\dfrac{4b}{\pi u_m}$
	$N(u_m)=\dfrac{4b}{\pi u_m}\left[\sqrt{1-\left(\dfrac{a}{u_m}\right)^2}\right]\quad(u_m>a)$
	$N(u_m)=\dfrac{2k}{\pi}\left[\arcsin\dfrac{a}{u_m}-\dfrac{a}{u_m}\sqrt{1-\left(\dfrac{a}{u_m}\right)^2}\right]\quad(u_m>a)$

2. 基于描述函数的稳定性分析

描述函数被用来分析非线性系统的稳定性，特别是预测系统的自激振荡。对于一类非线性闭环控制系统，可以由具有频率特性 $G(\mathrm{j}\omega)$ 的线性部件和以描述函数 $N(u_m)$ 表示的非线性部件构成(图 4-17)。$g(t)$ 是线性部件的冲激响应函数(见 3.3.5 小节)，$g(t)=\mathcal{L}^{-1}[G(s)]$。

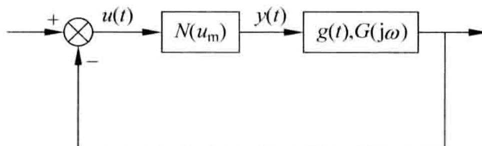


图 4-17　非线性闭环控制系统的构成框图

于是根据式(3.4.12b)，系统的闭环频率特性为

$$\frac{N(u_m)G(\mathrm{j}\omega)}{1+N(u_m)G(\mathrm{j}\omega)}$$

特征方程式的频率域表示为

$$1+N(u_m)G(\mathrm{j}\omega)=0$$

或

$$G(\mathrm{j}\omega)=-1/N(u_m) \tag{4.4.8}$$

如果式(4.4.8)被满足，则系统中将会出现持续的自激振荡(不稳定)。这种情况相当于在第 3 章中式(3.4.12a)分母的频率域表示 $1+G(\mathrm{j}\omega)=0$ 一样。如果其线性部分传递函数 $G(s)$ 的所有零点和极点都在左半平面，并在复数平面 $G(\mathrm{j}\omega)$ 上画出其幅相特性，ω 从 0 变化到∞，以及画出负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 轨迹，u_m 从 0 变化到∞

后，这样，根据式(4.4.8)就可以从这两个轨迹的相互分布关系得到判断此类非线性闭环控制系统稳定性的一些判据：

(1) 如果负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 轨迹没有被 $G(j\omega)$ 轨迹包围，则系统是稳定的(图 4-18)。

(2) 如果负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 轨迹被 $G(j\omega)$ 轨迹包围，则系统是不稳定的(图 4-19)。

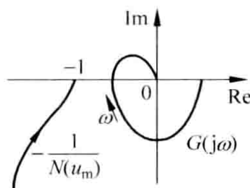


图 4-18　$G(j\omega)$未包围 $-1/N(u_m)$

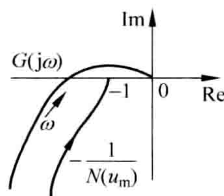


图 4-19　$G(j\omega)$包围 $-1/N(u_m)$

(3) 如果负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 轨迹和 $G(j\omega)$ 轨迹相交(图 4-20)，则系统的输出可能出现持续振荡，即极限环。进一步分析表明，P 点相当于一个不稳定的极限环；而 Q 点相当于一个稳定的极限环。该持续振荡以在 Q 点所对应的 $G(j\omega)$ 轨迹上的相应频率和 $-1/N(u_m)$ 轨迹上的相应幅值来表征。

3. 描述函数研究法的准确度

描述函数法在分析非线性控制系统时的有效性和准确度，主要取决于非线性元件输出周期函数中的高次谐波分量在通过线性部分后被衰减的程度。这个程度愈大，则该法的有效性和准确度愈高。幸而系统的线性部分传递函数的分母阶次高，通常具有低通滤波特性，如图 4-21 上炉温控制系统。因而，描述函数法较有效且准确。

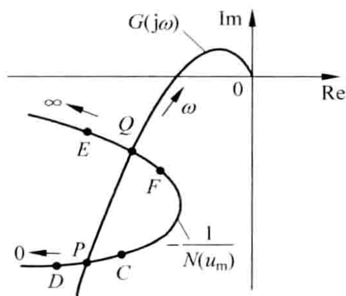


图 4-20　$G(j\omega)$与 $-1/N(u_m)$相交

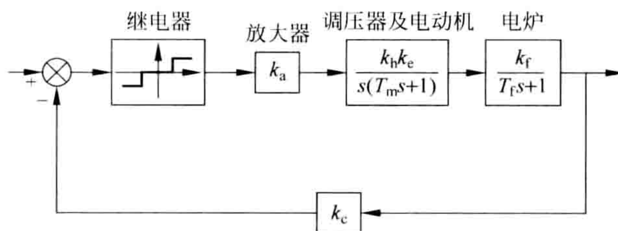


图 4-21　炉温的继电器非线性控制系统构成框图

例 4.4.2　利用描述函数法对图 4-21 所示炉温的三位式继电器非线性控制系统进行稳定性研究。

解　因为运用描述函数法，由 4.2.4 小节所采取的降为二阶系统的假设和措施已无必要，图 4-21 上为三阶对象。其继电器元件，$a=0.5$(表 4-1 第 2 行)，$b=1$；其

负倒描述函数是一个实数,即$-1/N(u_m)=-\pi u_m^2/4\sqrt{u_m^2-0.25}$,是负实轴的一段直线,见表4-2。

表4-2　具有不灵敏区的继电器的负倒描述函数

$0.5/u_m$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	$1/\sqrt{2}$	0.8	0.9	0.95	1
$-1/N(u_m)$	−7.89	−4.18	−2.74	−2.14	−1.81	−1.64	−1.57	−1.64	−2	−2.65	∞

由表4-2可知,负倒描述函数$-1/N(u_m)$的最大值为−1.57,与线性部分$G(j\omega)=2.5/j\omega(0.5j\omega+1)(30j\omega+1)$幅相特性(见第3章图3-28中$k=2.5$的特性)不相交。因此,炉温的继电器非线性控制系统是稳定的。

如果系统放大器的放大倍数增加一倍,使$k=5$,则幅相特性$G(j\omega)$与负倒描述函数$-1/N(u_m)$就相交了。简单计算表明,相交在$\omega=0.2582\text{rad/s}$(相当于持续振荡周期为24.3),$u_m=3.08$或$u_m=0.5067$处。根据上文稳定性判据的(3),得知$u_m=3.08$相当于一个稳定的持续振荡,因而,系统是不稳定的。■

但这个系统(图4-22)的线性部分是未接校正装置并加热炉滞后$\tau=0$,见图3-28,因为从该图上$k=2.5$的幅相特性可以看出,它包围了(−1,j0)点,原线性系统是不稳定的。但是,采用具有不灵敏区的继电器来控制炉温,使系统成为非线性控制系统,系统是稳定的但有静差。这个静差就是采用具有不灵敏区的继电器来控制炉温系统要使其稳定须付出的代价。

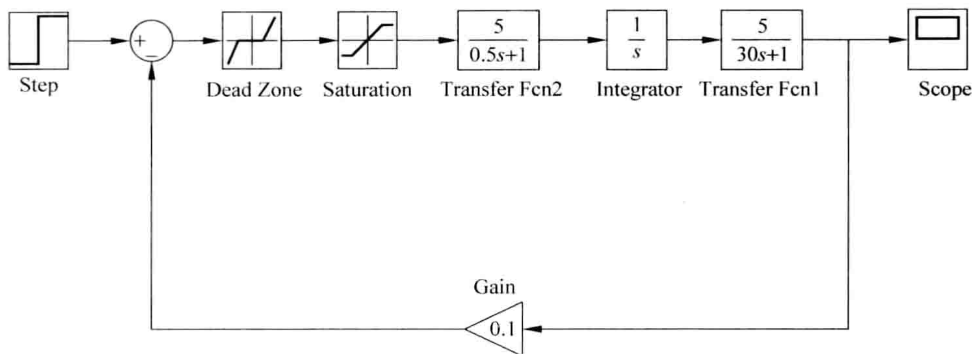


图4-22　继电器控制炉温系统结构的Simulink仿真图

4. 利用Simulink软件为非线性控制系统绘制调节过程

很多研究中需要绘制非线性控制系统在输入作用或扰动作用下的调节过程曲线。与相轨迹图不同,调节过程曲线直接描绘变量对时间的关系,Simulink是很好的工具。对于图4-22所示的具有不灵敏区的继电器,这类三位式继电器特性要用MATLAB的Nonlinear库中的两个模块来表示,见图4-22上的Simulink结构图。其中继电器的不灵敏区为−0.5～0.5;继电器的输出为±1;阶跃信号取−5时的炉温调节过程$u_f(t)$示于图4-23。对未经简化的图4-22炉温的继电器非线性控制系

统，采用 Simulink 来绘制系统在阶跃输入下的调节过程以验证其稳定性。结果表明系统是稳定的，与采用负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 的理论分析的结论是一致的。

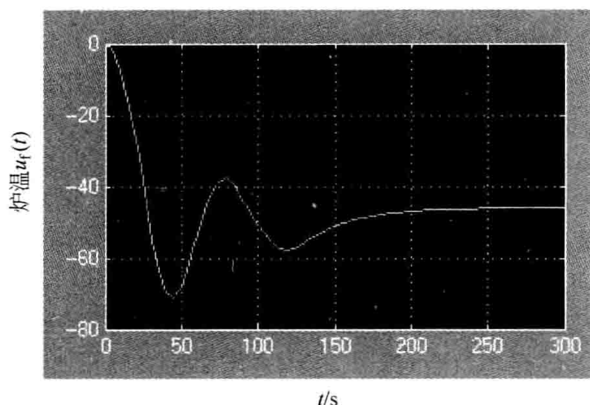


图 4-23　阶跃输入下继电器控制炉温系统的炉温调节过程

在阶跃输入下的调节过程（图 4-23）有些类似于图 4-12 $x=u_f(t)$，$y=\mathrm{d}x/\mathrm{d}t$ 相平面上的相轨迹 $A_1, A_2, A_3, \cdots, A_{11}$。但区别之点在于，图 4-12 的炉温继电器控制系统其线性部分降为二阶以及初始条件也和图 4-22 上的系统有些差别。

图 4-21 中控制系统的放大倍数 k_a 增加一倍时在阶跃输入下的调节过程，见图 4-24。系统产生自持振荡，稳态时振荡幅值约为 3，周期约为 24s。这和采用负倒描述函数 $-1/N(u_m)$ 的理论分析的结果非常接近。

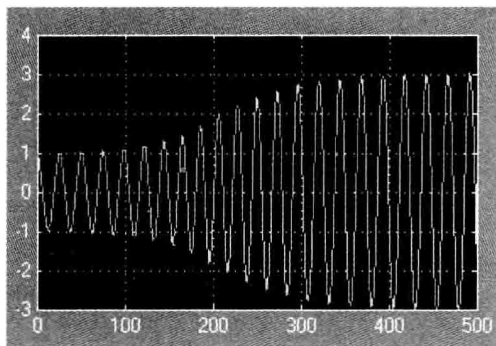


图 4-24　继电器控制炉温系统中放大倍数增加一倍时的自持振荡

4.4.2　非线性系统的快速控制和校正

继电器是最常用的非线性控制部件，优点是简单、价格低。由于具有不灵敏区和磁滞回线等特性，其控制性能就比线性部件差。但是继电器控制也有其特点，即它能将能量一下全部加上执行机构，使机构运动部件的快速性反而得到改善。因而非线性元件如果运用得当，会产生线性控制系统无法比拟的效果。

非线性控制系统像线性控制系统一样，也需要进行校正以改善系统的静态、动态品质。可以采用线性校正装置，也可以采用非线性校正装置；可以采用串联校正，也可以采用并联校正。并联校正装置可以包围系统的线性部分，也可以将非线性元件一起包围。但校正的理论计算非常复杂。

例如对于图4-22炉温的继电器非线性控制系统，如果用描述函数法分析系统是不稳定的、有持续振荡。可以采用线性校正装置来改变线性部分的频率特性从而使系统稳定。

本小节建议，采用在深刻理解校正和校正装置性能的物理概念的基础上应用Simulink软件来解决非线性控制系统的校正，以及线性控制系统的非线性校正问题。虽然，校正时难免要进行试凑，但仍是简洁和直观(从Scope上观测)的。

第3章3.5.1小节的船舵偏角控制的随动系统(图3-30)，原未校正系统是不稳定的，在图3-40上选取以测速发电机的局部负反馈的并联校正装置，得到 $T_s=0.653s$，$\sigma\%=23.7\%$。在本节中，像图3-31采用测速发电机或其他方法取得系统输出轴的导数信号(图4-25上以微分装置 du/dt 表示)。然后再经过具有非线性元件的并联校正装置，反馈至发电机的输出端。并联校正装置由带有符号(Sign)的非线性平方器(u^2)和放大器(Gain)组成，其增益调试到10。这时在单位阶跃下随动系统的调节过程用Scope模块记录(图略)。调节过程的品质指标 $T_s=0.906s$，$\sigma\%=1.77\%$。与线性校正装置相比，调节过程时间 T_s 虽有延长，但其特点是调节过程非常平滑，电机的速度开始为最大，其后逐步减小，适合于电梯之类的控制。非线性平方器可由电阻和非线性电阻(如热敏电阻)组成。

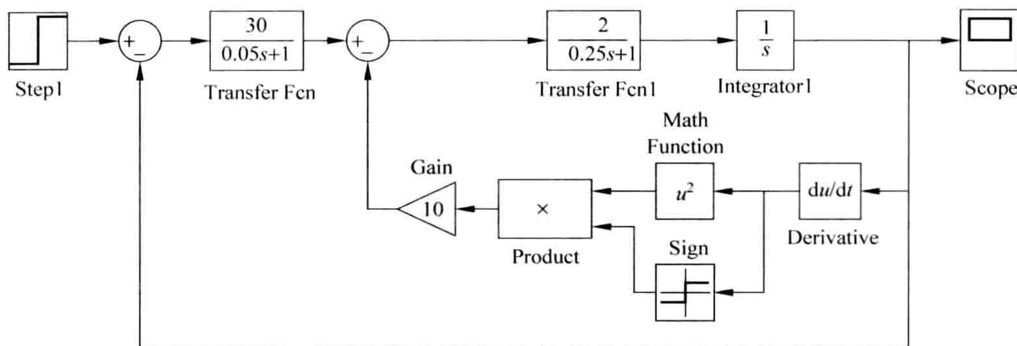


图4-25 具有非线性反馈的随动系统结构的Simulink仿真图

研究非线性系统还有非线性系统反馈线性化、广义频率响应函数法和基于相平面的变结构控制理论等现代非线性控制理论的方法。

4.5 小结

本章也是工程控制论早期对非线性控制系统的设计原则和实验方法的总结，也是经典控制理论的组成部分。

线性控制系统只是在一定条件下，由线性化数学处理所导出的理想化线性模型为研究的出发点和基础。非线性系统的一个最重要的特性是不能采用叠加原理来

分析系统，这就增加了研究的复杂性。

如果一个控制系统在它的各个变量变动的范围内，它的非线性可以线性化，则它可以采用第 3 章的线性系统的方法加以处理，不论其是哪一类系统。然而，如果是一类 4.1.2 节末所谓大信号下(即上文变量变动范围大)的系统，且线性化会带来不能容忍的误差，则就必须采用本章对非线性控制系统的分析、综合方法。此时，其特点是根据系统的非线性性质和对系统的要求，选择适当的方法。

本章主要介绍的直接分析非线性系统的方法是相平面法，而等效线性化方法介绍的是描述函数法。绘制相平面上的相轨迹和相应调节过程，推荐使用 Simulink。描述函数法的研究也推荐使用 Simulink。

非线性自动控制系统的分析和校正远比线性系统的分析和校正复杂。相平面法适宜于二阶非线性系统的分析，从相平面上的相轨迹可以观察到系统的全部性态，包括奇点以及不同初始条件下系统的运动轨迹。这实际上是一种图解分析方法。由于引入校正装置后系统会超过二阶，采用相平面法研究校正并无优点，除非所采用的是非线性静态元件所组成的校正装置。对于三阶的非线性系统，将相平面法推广为相空间法，理论上是可行的。但绘制相空间轨迹十分困难，较适用于某些含有饱和、继电器、死区之类的不复杂三阶非线性系统。借助于 MATLAB 中的 Simulink 可以设法绘制出一些较简单三阶非线性系统立体的相空间轨迹。描述函数法研究非线性系统，不受系统阶数的限制，特别适宜于研究系统的稳定性和镇定。

利用非线性特性改善系统性能，已经有许多成功的应用。如非线性阻尼控制，采用非线性校正，在速度反馈通道中串接一个具有不灵敏区的元件，将使控制系统的动态性能又快又稳定等。

习题

4.1 何谓非线性元件？试举本书以外的例子加以说明。

4.2 何谓 $y\sim x$ 相平面？y 和 x 各表示什么？相平面法分析非线性系统的基本概念是什么？

4.3 试求下列微分方程的奇点及其类型，并绘制相平面图。

$$\dot{x}_1(t) = x_1 + x_2$$

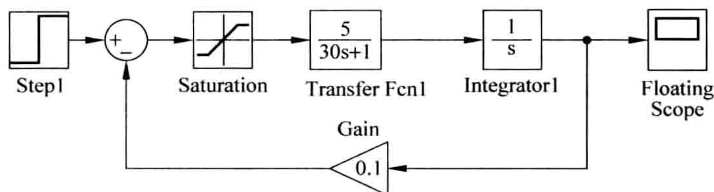
$$\dot{x}_2(t) = 2x_1 + x_2$$

4.4 试用 Simulink 绘制用饱和元件控制炉温系统(图 4-22)在阶跃函数输入下的相轨迹：非线性饱和元件输出为 ± 1；中间线性部分为 $45°$ 直线。

4.5 试述描述函数法研究非线性系统的基本概念。为什么称它为线性化近似方法？

4.6 试用描述函数法研究上述饱和元件控制炉温系统的稳定性：(1)线性部分的放大倍数如图习 4-1；(2)线性部分的放大倍数再增加一倍。

4.7 试比较研究非线性系统的相平面法和描述函数法。



图习 4-1　饱和元件控制炉温系统结构的 Simulink 仿真图

参考文献

1. 万百五，韩崇昭，蔡远利. 自动化(专业)概论(第2版). 武汉：武汉理工大学出版社，2005
2. 曹克民. 自动控制概论. 北京：中国建材工业出版社，2002
3. 刘丁. 自动控制理论. 北京：机械工业出版社，2007
4. 秦化淑. 分岔理论. 见：中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会. 中国大百科全书——自动控制与系统工程卷. 北京：中国大百科全书出版社，1991，117～118
5. 卢志衡. 控制论引论. 北京：北京师范大学出版社，1994
6. 张爱民. 自动控制原理. 北京：清华大学出版社，2005
7. 曹建福，韩崇昭，方洋旺. 非线性系统理论及应用. 西安：西安交通大学出版社，2001

第5章 现代控制理论与方法

5.1 状态空间模型

5.1.1 状态空间模型的一般概念

现代控制理论发展的重要标志就是随着航空航天技术的需求引入了状态空间方法。如图5-1所示，地面站需要对宇宙飞船的运行状态进行监测和实施有效控制，就必须建立所谓状态空间模型。与传统的经典控制理论不同，现代控制理论不仅要处理单输入单输出线性系统，而且要处理多输入多输出线性系统，甚至包括复杂的非线性系统；不仅要采用频率域分析方法，而且要采用时间域分析方法；不仅要适合理论分析，而且更注重计算机数值计算。

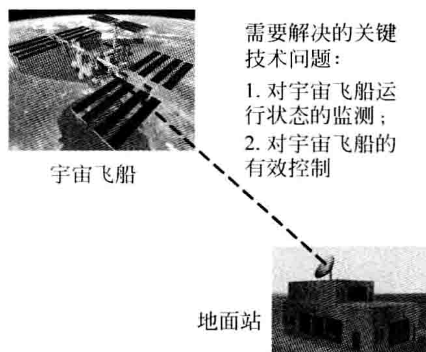


图5-1 飞行器的监测与控制

所谓状态空间方法，就是基于一类所谓状态空间模型的方法，这种模型除了必需的系统输入（包括控制变量和干扰等）和系统输出（响应）之外，更重要的是需要选择一组变量称为状态变量，用以刻画系统的内部行为。状态空间模型对于表示高阶线性以及多输入多输出系统非常有效，而对于数值计算尤其方便。另外，状态空间形式是引入新的系统概念（如系统能控性和能观性）以及新的系统分析和设计技术的基础，只有掌握状态空间

法,才有可能掌握现代系统分析与综合技术。

1. 状态变量与状态空间

一个系统的状态,就是指系统运行中的一组变量,称为状态变量,可以用来刻画系统运行的行为,如下棋过程中的一个棋局(图 5-2)。作为科学的描述,一个系统的状态变量需要具有如下特点:

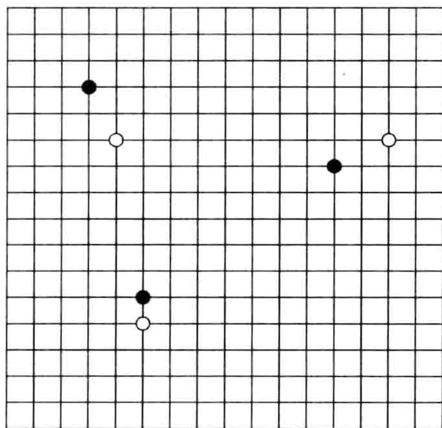


图 5-2 一个棋局的状态

(1) 能总结系统以往运动的全部特征,即具有马尔可夫(Markov)性。也就是说,给定当前时刻的系统状态,系统未来的运动只与未来的系统输入有关,而与系统以往如何达到当前的状态无关。正如下棋,给定当前的棋局后,未来的棋局变化只与棋手未来的走棋有关,而与如何达到当前的棋局无关。

(2) 连接系统的输入和输出。状态变量必须具有这个特性,否则就不能构成系统。

在工程上,一个系统的状态变量如何选取是一个非常关键的问题。例如,在电路系统中,储能元件的某些参量可以选作状态,如电容器的电压、电感器的电流等。但不是任意参数都可以选作状态变量,如电容器的电流、电感器的电压等。判断一组变量可否构成状态变量,就是依据上面两条规则。

一组状态变量选定之后,变量的维数随之确定。不失一般性,假定状态变量的维数是 n,而状态变量一般是 n 维实线性空间$\mathbb{R}^n$ 中的元,即

$$\boldsymbol{x}(t)=\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\\vdots\\x_n(t)\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^n \tag{5.1.1}$$

式中 t 是时间变量。于是,就称$\mathbb{R}^n$ 为状态空间。

2. 状态空间模型的一般形式

状态空间法的要旨之一是建立对象的状态空间模型。状态空间模型首先涉及一个时间变量。如果是连续时间变量，一般用实数 t 表示。其次，须要用某个微分方程来描述系统的动态演化过程，称为系统状态方程。状态空间模型的一般形式是

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{f}(t,\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t),\boldsymbol{w}(t)) \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{h}(t,\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t),\boldsymbol{v}(t))\end{cases} \tag{5.1.2}$$

式中第一个方程称为状态演化方程，$\boldsymbol{x}(t)$是状态空间$\mathbb{R}^n$ 中的系统状态向量；$\boldsymbol{u}(t)$是控制输入向量，是输入空间$\mathbb{R}^r$ 中的向量；$\boldsymbol{w}(t)$是 n 维扰动向量，可以是随机的，也可以是确定性的，也可以不存在(关于随机过程的基本概念参阅附录 C)；$\boldsymbol{f}$ 是向量状态演化映射。第二个方程是量测方程，$\boldsymbol{y}(t)$是输出向量，是输出空间$\mathbb{R}^m$ 中的向量；$\boldsymbol{v}(t)$是 m 维量测误差向量，可以是随机的，也可以是确定性的，也可以不存在；$\boldsymbol{h}$ 是向量输出映射。

3. 线性状态空间模型

常用的状态空间模型是线性模型，即

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}(t)\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{w}(t) \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}(t)\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{D}(t)\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{v}(t)\end{cases} \tag{5.1.3}$$

式中 $\boldsymbol{A}(t)$是 $n\times n$ 维的状态演化矩阵，$\boldsymbol{B}(t)$是 $n\times r$ 维的输入矩阵，$\boldsymbol{C}(t)$是 $m\times n$ 维的状态输出矩阵，$\boldsymbol{D}(t)$是 $m\times r$ 维的直接输出矩阵。

可以考虑离散时间的线性状态空间模型，此时整数 k 表示时间变量，状态空间模型是

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1} = \boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k + \boldsymbol{w}_k \\ \boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{C}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{D}_k\boldsymbol{u}_k + \boldsymbol{v}_k\end{cases} \tag{5.1.4}$$

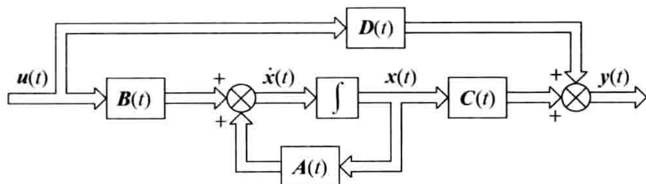
式中 $\boldsymbol{A}_k$ 是 $n\times n$ 维的状态演化矩阵，$\boldsymbol{B}_k$ 是 $n\times r$ 维的输入矩阵，$\boldsymbol{C}_k$ 是 $m\times n$ 维的状态输出矩阵，$\boldsymbol{D}_k$ 是 $m\times r$ 维的直接输出矩阵。

如果输入和输出之间不存在直接路径，这是很常见的情况，则矩阵 $\boldsymbol{D}(t)$或 $\boldsymbol{D}_k$ 为零。图 5-3 给出了线性系统的结构框图。

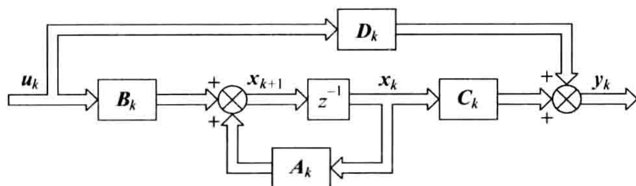
上述状态空间模型是依赖于时间变量的，也就是说，状态演化和系统输出不仅依赖于当前时刻的状态和未来的系统输入，也依赖于当前的时刻，这一类系统称为时变系统。而另外一类系统是不依赖于时间变量的，也就是说，状态演化和系统输出仅仅依赖于当前时刻的状态和未来的系统输入，而与当前时刻无关，这一类系统称为时不变系统。线性时不变系统模型一般具有如下形式

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{w}(t) \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{v}(t)\end{cases} \quad (\text{连续时间}) \tag{5.1.5}$$

或



(a) 连续时间线性系统框图



(b) 离散时间线性系统框图

图 5-3 线性系统结构框图

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{w}_k\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{v}_k\end{cases}\quad(\text{离散时间})\tag{5.1.6}$$

式中 $\boldsymbol{A},\boldsymbol{B},\boldsymbol{C},\boldsymbol{D}$ 分别是 $n\times n$ 维、$n\times r$ 维、$m\times n$ 维和 $m\times r$ 维不随时间变化的常阵。

如果式(5.1.5)的状态空间模型中 $\boldsymbol{w}(t)\equiv 0$，$\boldsymbol{v}(t)\equiv 0$，或式(5.1.6)中的 $\boldsymbol{w}_k\equiv\boldsymbol{0}$，$\boldsymbol{v}_k\equiv\boldsymbol{0}$，即具有如下形式

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t)\end{cases}\quad(\text{连续时间})\tag{5.1.7}$$

或

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_k\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}_k\end{cases}\quad(\text{离散时间})\tag{5.1.8}$$

则称其为确定性线性时不变系统模型；否则称其为不确定性线性时不变系统模型。特别地，如果 $\boldsymbol{w}(t)$，$\boldsymbol{v}(t)$ 或 $\boldsymbol{w}_k$，$\boldsymbol{v}_k$ 都是具有某种统计特性的随机过程，则称式(5.1.5)和式(5.1.6)的状态空间模型为随机线性时不变系统模型。

对于时变线性系统或非线性系统模型，也有类似的划分。

例 5.1.1 考虑图 5-4 描述的一个平移机械系统。利用动力学基本定律，可有

$$F_1=m_1\frac{\mathrm{d}^2y_1(t)}{\mathrm{d}t^2}+B_1\left(\frac{\mathrm{d}y_1(t)}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}y_2(t)}{\mathrm{d}t}\right)+k_1(y_1(t)-y_2(t))$$

$$F_2=m_2\frac{\mathrm{d}^2y_2(t)}{\mathrm{d}t^2}+B_2\frac{\mathrm{d}y_2(t)}{\mathrm{d}t}+k_2y_2(t)-B_1\left(\frac{\mathrm{d}y_1(t)}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}y_2(t)}{\mathrm{d}t}\right)-k_1(y_1(t)-y_2(t))$$

式中 F_1 和 F_2 是这个系统的两个输入(作用力)，$y_1(t)$和 $y_2(t)$是系统的两个输出(位移)。k_1 和 k_2 是两个弹簧，B_1 和 B_2 是两个阻尼，m_1 和 m_2 是两个质量。

以上两个方程需要整理，写成多变量微分方程的形式

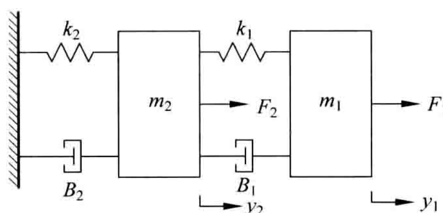


图 5-4　平移机械系统结构示意图

$$m_1\frac{\mathrm{d}^2y_1(t)}{\mathrm{d}t^2}+B_1\frac{\mathrm{d}y_1(t)}{\mathrm{d}t}+k_1y_1(t)-B_1\frac{\mathrm{d}y_2(t)}{\mathrm{d}t}-k_1y_2(t)=F_1$$

$$-B_1\frac{\mathrm{d}y_1(t)}{\mathrm{d}t}-k_1y_1(t)+m_2\frac{\mathrm{d}^2y_2(t)}{\mathrm{d}t^2}+(B_1+B_2)\frac{\mathrm{d}y_2(t)}{\mathrm{d}t}+(k_1+k_2)y_2(t)=F_2$$

现在选择状态变量：$x_1(t)=y_1(t)$，$x_2(t)=\mathrm{d}y_1(t)/\mathrm{d}t$，$x_3(t)=y_2(t)$，$x_4(t)=\mathrm{d}y_2(t)/\mathrm{d}t$；控制输入为 $u_1(t)=F_1$，$u_2(t)=F_2$；输出仍然是 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$；容易得到状态空间模型

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\begin{bmatrix}\dot{x}_1(t)\\\dot{x}_2(t)\\\dot{x}_3(t)\\\dot{x}_4(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&0\\-\dfrac{k_1}{m_1}&-\dfrac{B_1}{m_1}&\dfrac{k_1}{m_1}&\dfrac{B_1}{m_1}\\0&0&0&1\\\dfrac{k_1}{m_2}&\dfrac{B_1}{m_2}&-\dfrac{k_1+k_2}{m_2}&-\dfrac{B_1+B_2}{m_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\x_3(t)\\x_4(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0&0\\1/m_1&0\\0&0\\0&1/m_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1(t)\\u_2(t)\end{bmatrix}$$

$$=\boldsymbol{Ax}(t)+\boldsymbol{Bu}(t)$$

$$\boldsymbol{y}(t)=\begin{bmatrix}y_1(t)\\y_2(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0&0&0\\0&0&1&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\x_3(t)\\x_4(t)\end{bmatrix}=\boldsymbol{Cx}(t)$$

这是一个连续时间确定性线性时不变系统模型。■

4. n 阶线性微分方程向状态空间模型的转化

在第 3 章已经学习过有关用一个 n 阶微分方程来描述单变量动态系统的问题。现在重点讨论如何把一个 n 阶微分方程转化为 n 个一阶微分方程表示的系统状态空间模型的形式。考虑某个动态系统的一个通用 n 阶模型，采用一个 n 阶微分方程表示为

$$\frac{\mathrm{d}^ny(t)}{\mathrm{d}t^n}+a_{n-1}\frac{\mathrm{d}^{n-1}y(t)}{\mathrm{d}t^{n-1}}+\cdots+a_1\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}t}+a_0y(t)$$
$$=b_n\frac{\mathrm{d}^nu(t)}{\mathrm{d}t^n}+b_{n-1}\frac{\mathrm{d}^{n-1}u(t)}{\mathrm{d}t^{n-1}}+\cdots+b_1\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t}+b_0u(t)\tag{5.1.9}$$

假设该微分方程所有初始条件，即 $y(0^-)$，$\mathrm{d}y(0^-)/\mathrm{d}t$，$\cdots$，$\mathrm{d}^{n-1}y(0^-)/\mathrm{d}t^{n-1}$ 都等于零。

为了能够将一个 n 阶微分方程转换为 n 个一阶微分方程表示的状态空间形式，

首先从上式的一个简化形式开始,即输入没有导数的情况

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n}+a_{n-1}\frac{d^{n-1}y(t)}{dt^{n-1}}+\cdots+a_1\frac{dy(t)}{dt}+a_0 y(t)=u(t) \tag{5.1.10}$$

引入变量代换

$$x_1(t)=y(t),x_2(t)=\frac{dy(t)}{dt},\cdots,x_n(t)=\frac{d^{n-1}y(t)}{dt^{n-1}}$$

求导后得到

$$\dot{x}_1(t)=x_2(t),\dot{x}_2(t)=x_3(t),\cdots,\dot{x}_{n-1}(t)=x_n(t)$$

$$\dot{x}_n(t)=-a_0x_1(t)-a_1x_2(t)-\cdots-a_{n-1}x_n(t)+u(t)$$

于是,可给出状态空间形式的模型为

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\begin{bmatrix}\dot{x}_1(t)\\ \dot{x}_2(t)\\ \vdots\\ \dot{x}_{n-1}(t)\\ \dot{x}_n(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&\cdots&0\\0&0&1&\cdots&0\\ \vdots&\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&0&\cdots&1\\-a_0&-a_1&-a_2&\cdots&-a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\ \vdots\\x_{n-1}(t)\\x_n(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\ \vdots\\0\\1\end{bmatrix}u(t)$$

$$=\boldsymbol{Ax}(t)+\boldsymbol{B}u(t) \tag{5.1.11}$$

$$y(t)=[1\quad 0\quad\cdots\quad 0\quad 0][x_1(t)\quad x_2(t)\quad\cdots\quad x_{n-1}(t)\quad x_n(t)]^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{Cx}(t) \tag{5.1.12}$$

这个状态空间模型就是在各种文献中所述的状态变量规范形式。

对于输入有导数的情况,式(5.1.9)对应的状态空间模型是

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\begin{bmatrix}\dot{x}_1(t)\\ \dot{x}_2(t)\\ \vdots\\ \dot{x}_{n-1}(t)\\ \dot{x}_n(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&\cdots&0\\0&0&1&\cdots&0\\ \vdots&\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&0&\cdots&1\\-a_0&-a_1&-a_2&\cdots&-a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\ \vdots\\x_{n-1}(t)\\x_n(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\ \vdots\\0\\1\end{bmatrix}u(t)$$

$$=\boldsymbol{Ax}(t)+\boldsymbol{B}u(t) \tag{5.1.13}$$

$$y(t)=[b_0-a_0b_n\quad b_1-a_1b_n\quad\cdots\quad b_{n-1}-a_{n-1}b_n]\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\ \vdots\\x_n(t)\end{bmatrix}+b_nu(t)$$

$$=\boldsymbol{Cx}(t)+Du(t) \tag{5.1.14}$$

推证过程如下:我们先构造一个辅助微分方程

$$\frac{d^n\xi(t)}{dt^n}+a_{n-1}\frac{d^{n-1}\xi(t)}{dt^{n-1}}+\cdots+a_1\frac{d\xi(t)}{dt}+a_0\xi(t)=u(t)$$

同时引入变量代换

$$x_1(t)=\xi(t),\quad x_2(t)=\frac{d\xi(t)}{dt},\cdots,x_n(t)=\frac{d^{n-1}\xi(t)}{dt^{n-1}}$$

由于$\xi(t)$是上述辅助微分方程的响应，所以通过迭加原理可给出式(5.1.9)的响应为

$$y(t)=b_0\xi(t)+b_1\frac{\mathrm{d}\xi(t)}{\mathrm{d}t}+\cdots+b_{n-1}\frac{\mathrm{d}^{n-1}\xi(t)}{\mathrm{d}t^{n-1}}+b_n\frac{\mathrm{d}^n\xi(t)}{\mathrm{d}t^n}$$

利用辅助微分方程并考虑变量代换得到

$$\frac{\mathrm{d}^n\xi(t)}{\mathrm{d}t^n}=u(t)-a_{n-1}x_n(t)-\cdots-a_1x_2(t)-a_0x_1(t)$$

把此式代入上式并考虑变量代换得式(5.1.14)，同时得状态空间模型式(5.1.13)。

如果当$b_n=0$时，这是常见的情况，输出方程具有一个简单的形式

$$y(t)=\begin{bmatrix}b_0 & b_1 & \cdots & b_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\\vdots\\x_n(t)\end{bmatrix}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) \tag{5.1.15}$$

这就是没有从输入到输出直接通道的情况。

对于一个n阶差分方程

$$\begin{aligned}&y_{k+n}+a_{n-1}y_{k+n-1}+\cdots+a_1y_{k+1}+a_0y_k\\&=b_nu_{k+n}+b_{n-1}u_{k+n-1}+\cdots+b_1u_{k+1}+b_0u_k\end{aligned} \tag{5.1.16}$$

同样可以得到状态空间模型

$$\begin{aligned}\boldsymbol{x}_{k+1}&=\begin{bmatrix}x_{1,k+1}\\x_{2,k+1}\\\vdots\\x_{n-1,k+1}\\x_{n,k+1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&\cdots&0\\0&0&1&\cdots&0\\\vdots&\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&0&\cdots&1\\-a_0&-a_1&-a_2&\cdots&-a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_{1,k}\\x_{2,k}\\\vdots\\x_{n-1,k}\\x_{n,k}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\\vdots\\0\\1\end{bmatrix}u_k\\&=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}u_k\end{aligned} \tag{5.1.17}$$

$$y_k=\begin{bmatrix}b_0-a_0b_n & b_1-a_1b_n & \cdots & b_{n-1}-a_{n-1}b_n\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_{1,k}\\x_{2,k}\\\vdots\\x_{n-1,k}\\x_{n,k}\end{bmatrix}+b_nu_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k+Du_k \tag{5.1.18}$$

推导过程请读者自己练习。

5.1.2 状态空间模型的时域响应

首先考虑式(5.1.7)的确定性连续时间线性系统，当给定系统的初始状态$\boldsymbol{x}(0)=\hat{\boldsymbol{x}}$以及系统的控制输入$\boldsymbol{u}(t)$，$t\geqslant0$时，系统从当前到未来的输出$\boldsymbol{y}(t)$，$t\geqslant0$称为系统响应。

由于系统是线性的，所以叠加原理成立。对于不同的系统输入分别产生输出，

而线性组合的输入所产生的输出等于各自输出的线性组合。设$\boldsymbol{u}(t),\boldsymbol{v}(t),t\geqslant 0$都是系统输入,$\alpha,\beta$是任意实数,假定$\boldsymbol{u}(t)$和$\boldsymbol{v}(t)$产生的系统响应分别是$\boldsymbol{y}(t)$和$\boldsymbol{z}(t)$,则当输入为$\alpha\boldsymbol{u}(t)+\beta\boldsymbol{v}(t),t\geqslant 0$时,系统的响应则为$\alpha\boldsymbol{y}(t)+\beta\boldsymbol{z}(t),t\geqslant 0$。当有多个输入进行线性组合时也是类似的。对于初始状态叠加原理也成立。

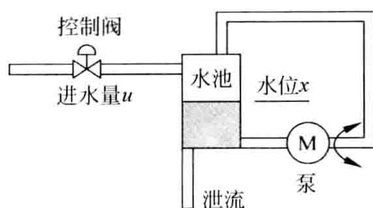


图5-5　系统响应的示意图

这样,对式(5.1.7)的系统可以分为零状态响应和零输入响应两部分。如图5-5所示,系统的响应就是水位的变化。当初始水位大于零,控制阀关闭,水泵向上抽水,泄流孔向外排水,水位的变化就是零输入响应;而当初始水位为零,控制阀开启,水位的变化就是零状态响应。

一般地说,系统的零输入响应是指控制输入恒为零,即$\boldsymbol{u}(t)\equiv\boldsymbol{0},t\geqslant 0$,系统只是对初始状态$\boldsymbol{x}(0)=\hat{\boldsymbol{x}}$的响应。根据线性微分方程,系统的零输入响应是

$$\boldsymbol{y}_{zi}(t)=\boldsymbol{C\Phi}(t)\hat{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{Du}(t),\quad t\geqslant 0 \tag{5.1.19}$$

式中$\boldsymbol{\Phi}(t),t\geqslant 0$是$n\times n$的实对称矩阵,称为系统的状态转移矩阵,它只与$\boldsymbol{A}$有关。

系统的零状态响应是指初始状态$\boldsymbol{x}(0)=\boldsymbol{0}$时,系统只是对控制输入$\boldsymbol{u}(t),t\geqslant 0$的响应。根据线性微分方程,系统的零状态响应是

$$\boldsymbol{y}_{zs}(t)=\boldsymbol{C}\int_0^t\boldsymbol{\Phi}(t-\tau)\boldsymbol{Bu}(\tau)\mathrm{d}\tau+\boldsymbol{Du}(t),\quad t\geqslant 0 \tag{5.1.20}$$

注意式中状态转移矩阵$\boldsymbol{\Phi}(t-\tau),t\geqslant\tau\geqslant 0$是$n\times n$实对称矩阵。这样,系统的全响应就是

$$\boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{y}_{zi}(t)+\boldsymbol{y}_{zs}(t)=\boldsymbol{C}\left[\boldsymbol{\Phi}(t)\hat{\boldsymbol{x}}+\int_0^t\boldsymbol{\Phi}(t-\tau)\boldsymbol{Bu}(\tau)\mathrm{d}\tau\right]+\boldsymbol{Du}(t),t\geqslant 0 \tag{5.1.21}$$

这是式(5.1.7)状态空间模型的总体响应。而且$\boldsymbol{\Phi}(t)$可以展开成泰勒级数为

$$\boldsymbol{\Phi}(t)=\boldsymbol{I}+\boldsymbol{A}t+\frac{1}{2!}\boldsymbol{A}^2t^2+\frac{1}{3!}\boldsymbol{A}^3t^3+\cdots=\sum_{i=0}^{\infty}\frac{1}{i!}\boldsymbol{A}^it^i=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t} \tag{5.1.22}$$

所以在给定矩阵$\boldsymbol{A}$的情况下,可以利用级数的截项近似来计算$\boldsymbol{\Phi}(t)$。

考虑单输入单输出确定性线性时不变系统,此时$u(t),y(t),t\geqslant 0$是实标量函数,相应地

$$\boldsymbol{B}=\boldsymbol{b}=[b_1\quad\cdots\quad b_{n-1}\quad b_n]^{\mathrm{T}},\quad\boldsymbol{C}=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}=[c_1\quad c_2\quad\cdots\quad c_n],\quad D=\sigma \tag{5.1.23}$$

式中上标"T"表示向量(或矩阵)的转置。此时系统的传递函数是

$$G(s)=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{b}+\sigma=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}(s)\boldsymbol{b}+\sigma \tag{5.1.24}$$

这是一个以复数s为变量的标量函数,而

$$\boldsymbol{\Phi}(s)=\mathcal{L}\{\boldsymbol{\Phi}(t)\} \tag{5.1.25}$$

是状态转移矩阵的拉普拉斯变换(见3.4.1小节)。从而,系统响应的拉普拉斯变换是

$$Y(s)=\mathcal{L}[y(t)]=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}(s)\boldsymbol{x}(0)+[\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}(s)\boldsymbol{b}+\sigma]U(s) \tag{5.1.26}$$

式中 $U(s)=\mathcal{L}[u(t)]$ 是输入函数 $u(t)$ 的拉普拉斯变换。

当系统初始状态为零，即 $\boldsymbol{x}(0)=\boldsymbol{0}$，系统输入 $u(t)=\delta(t)$ 是在 0 点的冲激函数（δ 函数）时，系统的冲激响应是

$$y_\delta(t)=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\int_{0^-}^{t}\boldsymbol{\Phi}(t-\tau)\boldsymbol{b}\delta(\tau)\mathrm{d}\tau+\sigma\delta(t)=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\boldsymbol{b}+\sigma\delta(t)=h(t)+\sigma\delta(t) \tag{5.1.27}$$

式中 $h(t)=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\boldsymbol{b}$ 就是没有直接通道时系统的冲激响应函数。

当系统初始状态为零，系统对单位阶跃函数 $1(t)=\begin{cases}1, & t\geqslant 0\\ 0, & t<0\end{cases}$ 的响应是

$$y_{\mathrm{step}}(t)=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\int_{0^-}^{t}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-\tau)}\boldsymbol{b}1(\tau)\mathrm{d}\tau+\sigma 1(t)=\int_{0^-}^{t}h(\tau)\mathrm{d}\tau+\sigma 1(t) \tag{5.1.28}$$

式中 $g(t)=\int_{0^-}^{t}h(\tau)\mathrm{d}\tau$ 就是没有直接通道时系统的阶跃响应函数。

图 5-6 给出了单输入单输出系统的响应曲线。对于图 5-6 而言，零输入响应曲线可以理解为进水量恒为零时的水位变化曲线；零状态响应可以理解为初始水位为零时水位随进水量变化的曲线；全响应曲线就是综合两种情况即初始水位不为零时水位随进水量变化的曲线。

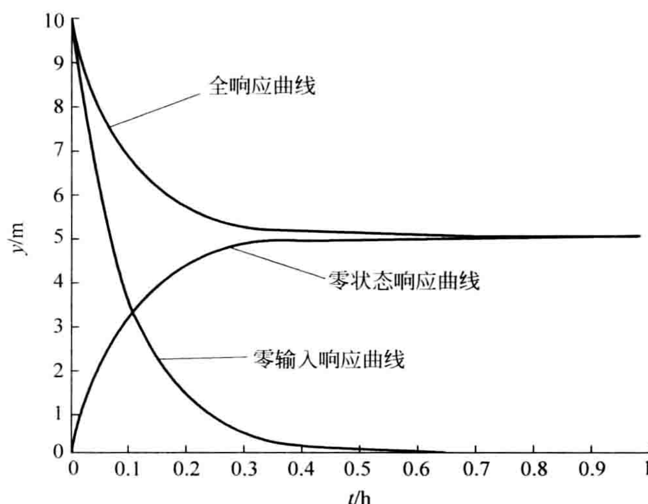


图 5-6 单输入单输出系统响应曲线

对于式(5.1.7)的多变量系统，仍然可以得到系统的矩阵传递函数

$$\boldsymbol{G}(s)=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{\Phi}(s)\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D}=\{G_{ij}(s)\}_{m\times r} \tag{5.1.29}$$

式中 $G_{ij}(s)=\boldsymbol{c}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}(s)\boldsymbol{b}_j$ 是第 i 个输出相对于第 j 个输入的传递函数，而

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{c}_1^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{c}_2^{\mathrm{T}}\\ \vdots\\ \boldsymbol{c}_m^{\mathrm{T}}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}=[\boldsymbol{b}_1\quad \boldsymbol{b}_2\quad \cdots\quad \boldsymbol{b}_r] \tag{5.1.30}$$

式中 $\boldsymbol{c}_i, \boldsymbol{b}_j$ 都是 n 维向量,这样同样可以定义冲激响应函数和阶跃响应函数。

对于式(5.1.8)的离散时间确定性线性时不变系统,给定初始状态 $\boldsymbol{x}_0$,系统的响应是

$$\boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{C}\left[\boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{x}_0 + \sum_{i=0}^{k-1} \boldsymbol{\Phi}_{k-i-1} \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_i\right] + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}_k, \quad k \geqslant 0 \tag{5.1.31}$$

式中 $\boldsymbol{\Phi}_k = \boldsymbol{A}^k$ 是离散时间的状态转移矩阵。其余都是类似的。

例 5.1.2　考虑连续时间系统

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{b}u(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -6 & -5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) = \boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad t \geqslant 0$$

得到系统的状态转移矩阵是

$$\boldsymbol{\Phi}(s) = (s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A})^{-1} = \begin{bmatrix} s & -1 \\ 6 & s+5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{s+5}{(s+2)(s+3)} & \dfrac{1}{(s+2)(s+3)} \\ \dfrac{-6}{(s+2)(s+3)} & \dfrac{s}{(s+2)(s+3)} \end{bmatrix}$$

这意味着

$$\boldsymbol{\Phi}(t) = \mathcal{L}^{-1}[\boldsymbol{\Phi}(s)] = \begin{bmatrix} 3\mathrm{e}^{-2t} - 2\mathrm{e}^{-3t} & \mathrm{e}^{-2t} - \mathrm{e}^{-3t} \\ -6\mathrm{e}^{-2t} + 6\mathrm{e}^{-3t} & -2\mathrm{e}^{-2t} + 3\mathrm{e}^{-3t} \end{bmatrix}$$

假定系统初始状态为 $\boldsymbol{x}(0) = [1 \quad 0]^{\mathrm{T}}$,输入为 $u(t) = \mathrm{e}^{-4t}1(t)$,则系统的总体输出响应为

$$y(t) = \boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\left[\boldsymbol{\Phi}(t)\boldsymbol{x}(0) + \int_0^t \boldsymbol{\Phi}(t-\tau)\boldsymbol{b}\mathrm{e}^{-4\tau}1(\tau)\mathrm{d}\tau\right]$$

$$= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \dfrac{7}{2}\mathrm{e}^{-2t} - 3\mathrm{e}^{-3t} + \dfrac{1}{2}\mathrm{e}^{-4t} \\ -7\mathrm{e}^{-2t} + 9\mathrm{e}^{-3t} - 2\mathrm{e}^{-4t} \end{bmatrix} = \frac{7}{2}\mathrm{e}^{-2t} - 3\mathrm{e}^{-3t} + \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-4t}, \quad t \geqslant 0$$ ■

5.1.3　连续时间模型的离散化

对于大多数工程应用的实际系统而言,物理特性决定了是一个连续时间的动态系统。但是,如果要利用计算机进行监测与控制,必须对连续时间系统进行采样,使其成为离散化的系统,如图 5-7 所示。

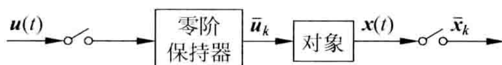


图 5-7　连续时间系统采样与离散化

现在只考虑线性时不变系统的离散化问题。仍考虑式(5.1.7)的系统,假定系统的初始状态是

$$\bar{\boldsymbol{x}}_0 = \boldsymbol{x}(0) \tag{5.1.32}$$

式中$\bar{\boldsymbol{x}}$表示离散时间的状态，而控制输入具有如下形式

$$\boldsymbol{u}(t) = \bar{\boldsymbol{u}}_k, \quad kT \leqslant t < (k+1)T, \quad k \in \{0,1,2,\cdots\} \tag{5.1.33}$$

式中$\bar{\boldsymbol{u}}$表示离散时间的系统输入，T 表示采样周期；同时假定系统输出按相同的采样周期进行同步采样，则在第 1 个周期的系统状态为

$$\bar{\boldsymbol{x}}_1 = \boldsymbol{x}(T) = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}\boldsymbol{x}(0) + \int_0^T \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(T-\tau)}\boldsymbol{B}\bar{\boldsymbol{u}}_0 \mathrm{d}\tau = \bar{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{x}}_0 + \bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{u}}_0 \tag{5.1.34}$$

在其余各个周期($k>1$)的系统状态为

$$\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{x}}_{k+1} &= \boldsymbol{x}((k+1)T) = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}\bar{\boldsymbol{x}}_k + \int_{kT}^{(k+1)T} \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}((k+1)T-\tau)}\boldsymbol{B}\bar{\boldsymbol{u}}_k \mathrm{d}\tau \\ &= \bar{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{x}}_k + \bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{u}}_k\end{aligned} \tag{5.1.35}$$

式中

$$\begin{cases}\bar{\boldsymbol{A}} = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T} \\ \bar{\boldsymbol{B}} = \displaystyle\int_0^T \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(T-\tau)}\mathrm{d}\tau\boldsymbol{B} = \int_0^T \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}\tau}\mathrm{d}\tau\boldsymbol{B}\end{cases} \tag{5.1.36}$$

分别是离散时间系统的状态演化矩阵和输入矩阵。

5.2　稳定性、能控性与能观性

系统分析是现代控制理论的重要组成部分，目的在于利用系统模型来分析系统应具备的性能。在所有有关系统分析的内容中，稳定性分析是首先要考虑的，因为一个系统正常运行的前提是稳定性要求；其次需要分析系统的能控性和能观性，即系统是否具有转移系统状态的能力和利用观测获得系统状态的能力。限于篇幅，本节只提出基本的概念和方法。

5.2.1　线性系统的稳定性

一个控制系统能否正常运行，首先需要考察的是其是否稳定。本小节主要考虑连续时间线性系统的稳定性问题。

一个没有外部输入的连续时间系统，如果其零输入响应在时间上是有界的，即存在 $M>0$，使得

$$|\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi}}(t)| < M, \quad \forall t \geqslant t_0 \tag{5.2.1}$$

则称其是稳定的。除了要求上式成立外，还要求其零输入响应随时间的增长趋于零，即

$$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi}}(t) \to 0 \tag{5.2.2}$$

则称系统是渐近稳定的。如果一个系统零输入响应随时间的增长无穷大，即

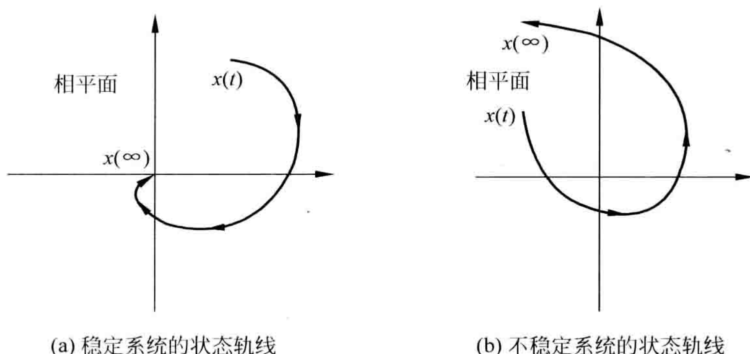
$$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi}}(t) \to \infty \tag{5.2.3}$$

则称其是不稳定的,或称其发散。

图5-8给出了系统稳定与否的图示说明。以下要建立判据以判断线性连续时间动态系统的稳定性。根据时不变线性系统的响应特征,其零输入响应可表示为

$$\boldsymbol{y}_{zi}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\boldsymbol{x}(0),\quad t\geqslant 0 \tag{5.2.4}$$

所以其稳定性取决于矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的特性。



(a) 稳定系统的状态轨线　　(b) 不稳定系统的状态轨线

图5-8　系统稳定性图示说明

设 λ 是一个复数,对于某个 n 维向量 $\boldsymbol{v}$,如果满足

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{v}=\lambda\boldsymbol{v},\quad \boldsymbol{v}\neq 0 \tag{5.2.5}$$

则称 λ 是矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的一个特征值,$\boldsymbol{v}$ 是与 λ 相应的矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的一个特征向量。

根据线性代数知识,n 个线性代数方程构成的方程组 $(\lambda\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})\boldsymbol{v}=0$ 有非零解的充分必要条件是

$$|\lambda\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=0 \tag{5.2.6}$$

这个方程就称为矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的特征方程。因为由式(5.1.29)知

$$\boldsymbol{G}(s)=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D}=\boldsymbol{C}\frac{\mathrm{adj}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})}{|s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D}$$

同样地,满足 $|s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=0$ 的复数是系统传递函数的极点,因而式(5.2.6)也称为系统的特征方程。

根据线性代数,这个特征方程的一般表达式是

$$|\lambda\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=\lambda^n+a_{n-1}\lambda^{n-1}+\cdots+a_1\lambda+a_0=0 \tag{5.2.7}$$

由于 $\boldsymbol{A}$ 是实矩阵,这个特征方程有 n 个复数解 λ_i,而且复数以共轭复数对 $\alpha\pm\mathrm{j}\beta$ 的形式出现。根据凯莱-哈密尔顿(Cayley-Hamilton)定理,则有

$$\boldsymbol{A}^n+a_{n-1}\boldsymbol{A}^{n-1}+\cdots+a_1\boldsymbol{A}+a_0\boldsymbol{I}=\boldsymbol{0} \tag{5.2.8}$$

因而 $\boldsymbol{A}^n$ 由此可以表示为 $\boldsymbol{I},\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}^2,\cdots,\boldsymbol{A}^{n-1}$ 的线性组合;进一步有

$$\boldsymbol{A}^{n+1}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^n=\boldsymbol{A}\left(-\sum_{i=0}^{n-1}a_i\boldsymbol{A}^i\right)=-\sum_{i=0}^{n-1}a_i\boldsymbol{A}^{i+1}=-\sum_{i=0}^{n-2}a_i\boldsymbol{A}^{i+1}-a_{n-1}\boldsymbol{A}^n$$

$\boldsymbol{A}^{n+1}$ 也是 $\boldsymbol{I},\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}^2,\cdots,\boldsymbol{A}^{n-1}$ 的线性组合,从而任意 A^{n+m} 都可以表示为 $\boldsymbol{I},\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}^2,\cdots,\boldsymbol{A}^{n-1}$ 的线性组合。这样,系统的状态转移矩阵也可以表示为 $\boldsymbol{I},\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}^2,\cdots,\boldsymbol{A}^{n-1}$ 的线性

组合

$$\boldsymbol{\Phi}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}=\sum_{i=0}^{\infty}\frac{1}{i!}\boldsymbol{A}^{i}t^{i}=\alpha_0(t)\boldsymbol{I}+\alpha_1(t)\boldsymbol{A}+\cdots+\alpha_{n-1}(t)\boldsymbol{A}^{n-1} \tag{5.2.9}$$

注意式中组合系数 $\alpha_i(t)$ 是时间变量 t 的函数，其系数可以通过如下代数方程求得

$$\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_0(t)+\alpha_1(t)\lambda+\cdots+\alpha_{n-1}(t)\lambda^{n-1} \tag{5.2.10}$$

如果特征方程有 q 重根 λ_i，还必须增加附加方程才能满足 n 个独立方程的条件，即

$$\frac{\mathrm{d}^l}{\mathrm{d}\lambda_i^l}\left[\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_0(t)+\alpha_1(t)\lambda+\cdots+\alpha_{n-1}(t)\lambda^{n-1}\right],\quad l=0,1,2,\cdots,q-1 \tag{5.2.11}$$

这样就可以求得状态转移矩阵的表达式。

例 5.2.1　考虑矩阵 $\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\-1&-3&-3\end{bmatrix}$，特征方程是 $|\lambda\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=(\lambda+1)^3=0$，解得三个特征值是 $\lambda_1=\lambda_2=\lambda_3=-1$，状态转移矩阵表示为

$$\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}=\alpha_0(t)\boldsymbol{I}+\alpha_1(t)\boldsymbol{A}+\alpha_2(t)\boldsymbol{A}^2$$

这样可以得到三个未知方程中的一个

$$\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_0(t)+\alpha_1(t)\lambda+\alpha_2(t)\lambda^2,\quad \lambda=-1$$

通过对方程求导，可以得到另外两个附加方程

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda}\left[\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_0(t)+\alpha_1(t)\lambda+\alpha_2(t)\lambda^2\right]\Rightarrow t\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_1(t)+2\alpha_2(t)\lambda,\quad \lambda=-1$$

$$\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}\lambda^2}\left[\mathrm{e}^{\lambda t}=\alpha_0(t)+\alpha_1(t)\lambda+\alpha_2(t)\lambda^2\right]\Rightarrow t^2\mathrm{e}^{\lambda t}=2\alpha_2(t),\quad \lambda=-1$$

从而得到 $\alpha_0(t)=\mathrm{e}^{-t}(1+t+0.5t^2)$，$\alpha_1(t)=\mathrm{e}^{-t}(1+t)t$，$\alpha_2(t)=0.5t^2\mathrm{e}^{-t}$，因此得

$$\boldsymbol{\Phi}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}=\alpha_0(t)\boldsymbol{I}+\alpha_1(t)\boldsymbol{A}+\alpha_2(t)\boldsymbol{A}^2=\begin{bmatrix}\alpha_0&\alpha_1&\alpha_2\\-\alpha_2&\alpha_0-3\alpha_2&\alpha_1-3\alpha_2\\-\alpha_1+3\alpha_2&-3\alpha_1+8\alpha_2&\alpha_0-3\alpha_1+6\alpha_2\end{bmatrix}$$

注意右边矩阵中的元都是 t 的函数。■

不失一般性，对于确定性时不变连续时间线性系统，其零输入响应依赖于系统的特征值。对于 n 个不同的特征值 $\lambda_1\neq\lambda_2\neq\cdots\neq\lambda_n$，系统的零输入响应可表示为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi}}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\boldsymbol{x}(0)=\boldsymbol{C}_1\mathrm{e}^{\lambda_1 t}+\boldsymbol{C}_2\mathrm{e}^{\lambda_2 t}+\cdots+\boldsymbol{C}_n\mathrm{e}^{\lambda_n t} \tag{5.2.12}$$

式中 $\boldsymbol{C}_i$ 是常值向量；当有成对复数特征值 $\lambda_{\mathrm{s}}=\alpha+\mathrm{j}\beta$，$\lambda_{\mathrm{k}}=\alpha-\mathrm{j}\beta$ 出现时，可令

$$\boldsymbol{C}_{\mathrm{s}}\mathrm{e}^{\lambda_{\mathrm{s}}t}+\boldsymbol{C}_{\mathrm{k}}\mathrm{e}^{\lambda_{\mathrm{k}}t}=\mathrm{e}^{\alpha t}(\hat{\boldsymbol{C}}_{\mathrm{s}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\beta t}+\hat{\boldsymbol{C}}_{\mathrm{k}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta t}) \tag{5.2.13}$$

当有 r 重实特征值 λ_i 时，相应的求和部分应为

$$\left[\boldsymbol{C}_i+\boldsymbol{C}_{i+1}t+\boldsymbol{C}_{i+2}t^2+\cdots+\boldsymbol{C}_{i+r-1}t^{r-1}\right]\mathrm{e}^{\lambda_i t} \tag{5.2.14}$$

当有 r 重复特征值 $\alpha_i\pm\mathrm{j}\beta_i$ 时，相应的求和部分应为

$$\mathrm{e}^{\alpha_i t}\left[\boldsymbol{C}_{1i}\cos\beta_i t+\boldsymbol{C}_{2i}\sin\beta_i t\right]+t\mathrm{e}^{\alpha_i t}\left[\boldsymbol{C}_{3i}\cos\beta_i t+\boldsymbol{C}_{4i}\sin\beta_i t\right]+\cdots$$

$$+t^{r-1}\mathrm{e}^{\alpha_i t}[\boldsymbol{C}_{(2r-1),i}\cos\beta_i t+\boldsymbol{C}_{2r,i}\sin\beta_i t] \tag{5.2.15}$$

在上述表达式中,$\mathrm{e}^{\lambda_i t}$就是一个系统模态。对于实特征值$\lambda_i<0$,$\mathrm{e}^{\lambda_i t}$就是一个衰减的模态,对于复特征值$\lambda_i=\alpha+\mathrm{j}\beta\in\mathbb{C}$,$\alpha<0$,$\mathrm{e}^{\lambda_i t}$就是一个衰减振荡的模态。

对于具有完全不同特征值的连续时间线性时不变系统有如下稳定性结论：如果$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}<0,\forall i$,系统是渐近稳定的；如果$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}\leqslant 0,\forall i$,则它是稳定的；如果至少存在一个特征值满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}>0$,则系统是不稳定的。

通常,对稳定性的解释是：如果系统具有完全不同的特征值,且全部位于复平面的左半开平面内(不包括虚轴),则系统是渐近稳定的；如果系统的特征值互不相同且位于复平面的左半闭平面(包括虚轴),则系统是稳定的；如果特征值中有一个位于复平面的右半开平面(不包括虚轴),则系统是不稳定的,参见图5-9。

对于一个具有多重特征值的连续时间线性时不变系统,如果$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}<0,\forall i$,则它是渐近稳定的；如果所有多重特征值都满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}<0$,并且所有其他互不相同的特征值都满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}\leqslant 0$,则它是稳定的；如果存在一个单一特征值满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}>0$或一个多重特征值满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}\geqslant 0$,则系统是不稳定的。

关于离散时间线性时不变系统的稳定性问题有类似的结论。

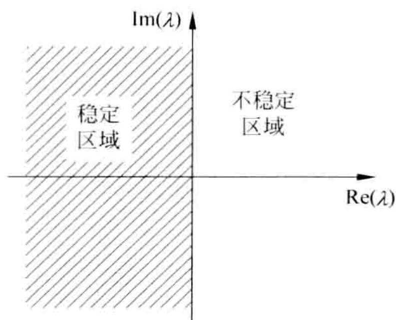


图5-9　稳定的左半平面

一个没有外部输入的离散时间系统,如果其零输入响应在时间上是有界的,即存在$M\in\mathbb{R}^+$,使得

$$|\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi},k}|<M,\quad\forall k\in\mathbb{Z} \tag{5.2.16}$$

则称其是稳定的。除了要求上式成立外,还要求其零输入响应随时间的增长趋于零,即

$$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi},k}\to 0 \tag{5.2.17}$$

则称系统是渐近稳定的。如果一个确定性线性时不变系统的零输入响应随时间的增长无穷大,即

$$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi},k}\to\infty \tag{5.2.18}$$

则称系统发散。

根据式(5.1.34)离散时不变线性系统的响应特征,其零输入响应可表示为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi},k}=\boldsymbol{A}^k\boldsymbol{x}_0,\quad k\geqslant 0 \tag{5.2.19}$$

所以其稳定性取决于矩阵$\boldsymbol{A}$的特性。矩阵$\boldsymbol{A}$的特征方程表示为

$$|\rho\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=\rho^n+a_{n-1}\rho^{n-1}+\cdots+a_1\rho+a_0=0 \tag{5.2.20}$$

根据凯莱-哈密尔顿定理,对于离散时间线性系统的状态转移矩阵$\boldsymbol{\Phi}_k=\boldsymbol{A}^k$,总可以表示为$\boldsymbol{I},\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}^2,\cdots,\boldsymbol{A}^{n-1}$的线性组合。

不失一般性,对于确定性时不变离散时间线性系统,其零输入响应也依赖于系统的特征值。对于n个不同的特征值$\rho_1\neq\rho_2\neq\cdots\neq\rho_n$,系统的零输入响应可表示为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{zi},k}=\boldsymbol{A}^k\boldsymbol{x}_0=\boldsymbol{C}_1\rho_1^k+\boldsymbol{C}_2\rho_2^k+\cdots+\boldsymbol{C}_n\rho_n^k \tag{5.2.21}$$

当有r重特征值ρ_i时,相应的求和部分应为

$$[\boldsymbol{C}_i+\boldsymbol{C}_{i+1}k+\boldsymbol{C}_{i+2}k^2+\cdots+\boldsymbol{C}_{i+r-1}k^{r-1}]\rho_i^k \tag{5.2.22}$$

在上述表达式中,ρ_i就是一个系统模态。当$|\rho_i|<1$时,零输入响应是衰减的；

当$|\rho_i|>1$时,零输入响应是发散的。

如果$|\rho_i|<1$, $\forall i$,则一个具有互不相同特征值的离散时间时不变系统是渐近稳定的；如果$|\rho_i|\leqslant 1$, $\forall i$,则系统是稳定的；如果存在有一个特征值$|\rho_i|>1$,则系统是不稳定的。

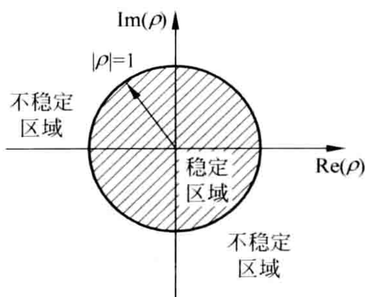


图 5-10　离散时间线性系统的单位圆特征值稳定性判据

上述结论可以解释为：如果一个具有互不相同特征值的离散时间线性系统的所有特征值都位于复平面单位圆内,则该系统是渐近稳定的；所有特征值都位于复平面单位圆内或单位圆上,则系统是稳定的；如果至少有一个特征值在单位圆之外,则系统是不稳定的,见图 5-10。

对于一个具有多重特征值的离散时间线性时不变系统,如果有$|\rho_i|<1$, $\forall i$,则系统是渐近稳定的；如果所有多重特征值都满足$|\rho_i|<1$,并且所有互不相同的特征值都满足$|\rho_i|\leqslant 1$,则系统是稳定的；如果存在任何一个独立特征值满足$\mathrm{Re}\{\lambda_i\}>1$或有一个多重特征值满足$|\rho_i|\geqslant 1$,则系统是不稳定的。

以下讨论另外一种稳定性定义。

一个连续时间动态系统称为是有界输入有界输出(BIBO)稳定的,只要对任意有界输入信号,即存在$M_{\mathrm{u}}>0$,使得$|\boldsymbol{u}(t)|<M_{\mathrm{u}}$, $\forall t\geqslant 0$,则系统的零状态响应也是一个有界信号,即存在$M_{\mathrm{y}}>0$,使得$|\boldsymbol{y}_{\mathrm{zs}}(t)|<M_{\mathrm{y}}$, $\forall t\geqslant 0$。

一个连续时间线性系统是有界输入有界输出稳定的,当且仅当所有极点都位于左半开平面。

注意,一个渐近稳定的系统其所有特征值都位于左半开平面,这意味着所有系统极点都在复平面的左半开平面中。所以,一个渐近稳定的系统同时也是 BIBO 稳定的。另外,所有系统极点都位于左半开平面但并不是所有系统特征值都位于左半开平面(这些在系统传递函数中被约简的特征值不是位于虚轴上,就是位于右半开平面)。因此,一般情况下,BIBO 稳定性并不意味着渐近稳定性。只有当系统传递函数中没有公因子约简的情况下(当系统极点的数量和系统特征值的数量完全一致的时候),系统的 BIBO 稳定性才等价于系统的渐近稳定性。

对于离散时间线性系统,也有类似的结论。同样,BIBO 稳定性是由系统极点在复平面的位置来决定的。

5.2.2　连续时间线性系统的能控性

所谓系统的能控性问题,就是研究系统的结构和参数是否具有某种能力,使得对任意给定的状态,存在有限时间和某种控制输入,系统可以由这一状态转移到其他状态。这是具有重要工程应用价值的问题。

考虑图 5-11(a)的情况,此时有两个水池需要控制水位。只要适当控制阀门,两

个水池的水位都是可以控制的,所以系统是能控的。但是对于图 5-11(b)的情况就不同了,因为其中水池 2 没有接控制管线,水池 2 的水位是不能控制的,则这个系统就是不能控的。

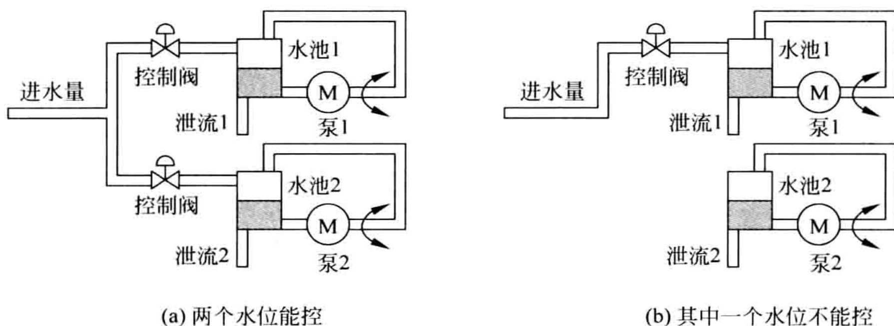


图 5-11 能控性说明示意图

以下需要针对一般线性系统讨论能控性问题。再次考虑连续时间线性时不变系统

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)\end{cases} \tag{5.2.23}$$

设初态 $\boldsymbol{x}(0)=\hat{\boldsymbol{x}}$给定,如果存在 $t>0$,以及容许的控制输入 $\boldsymbol{u}(\tau)$,$0\leqslant\tau<t$,使得系统能转移到零状态 $\boldsymbol{0}$,即

$$\boldsymbol{x}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\hat{\boldsymbol{x}}+\int_0^t \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-\tau)}\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(\tau)\mathrm{d}\tau=\boldsymbol{0} \tag{5.2.24}$$

则称此状态 $\boldsymbol{x}(0)$在时刻 0 是能控的;如果任意初始状态在时刻 0 都是能控的,则称此系统在时刻 0 是完全能控的;由于时不变性,则称此系统是完全能控的。如果系统是完全能控的,则由式(5.2.24)知

$$\hat{\boldsymbol{x}}=-\mathrm{e}^{-\boldsymbol{A}t}\int_0^t \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-\tau)}\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(\tau)\mathrm{d}\tau=-\int_0^t \mathrm{e}^{-\boldsymbol{A}\tau}\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{5.2.25}$$

即对容许的控制 $\boldsymbol{u}(\tau)$,$0\leqslant\tau<t$ 按上式可以计算得到任意 $\boldsymbol{x}(0)=\hat{\boldsymbol{x}}$。

根据推证,式(5.2.23)的线性时不变系统完全能控的充分必要条件是矩阵

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}}=[\boldsymbol{B}\quad \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}\quad \boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}\quad \cdots\quad \boldsymbol{A}^{n-1}\boldsymbol{B}] \tag{5.2.26}$$

满秩,即 $\operatorname{rank}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}}=n$,此处 n 是状态空间的维数。图 5-12 给出了线性时不变系统能控性的示意图。

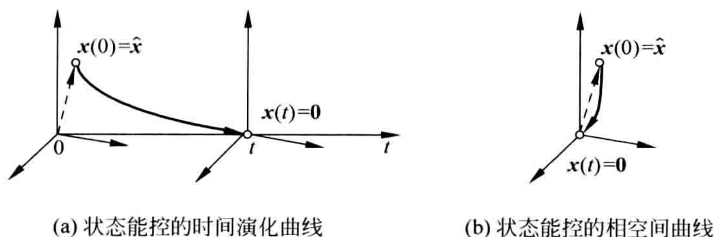


图 5-12 线性系统能控性示意图

例 5.2.2　考虑状态方程

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)=\begin{bmatrix}1&1&0\\0&1&0\\0&1&1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1(t)\\x_2(t)\\x_3(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0&1\\1&0\\0&1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1(t)\\u_2(t)\end{bmatrix}$$

构造能控性判别矩阵

$$\boldsymbol{Q}_c=[\boldsymbol{B}\quad\boldsymbol{AB}\quad\boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}]=\begin{bmatrix}0&1&1&1&2&1\\1&0&1&0&1&0\\0&1&1&1&2&1\end{bmatrix}$$

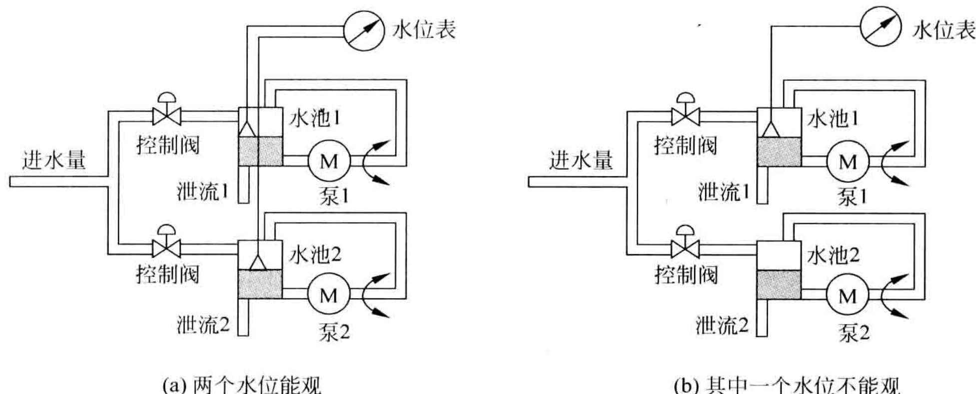
因为第 1 行与第 3 行完全相同，所以 rank $\boldsymbol{Q}_c<3=n$，从而系统不是完全能控的。此时，无论控制变量如何选取，其中至少有一个状态变量是不受控制输入作用的。■

如果 $\boldsymbol{A}$ 阵变化后可使系统完全能控，读者可进行练习。

5.2.3　连续时间线性系统的能观性

所谓系统能观性问题，与能控性问题不同，它不是研究系统能否由某种状态转移到另一状态的问题，而是研究能否由系统的输出判定系统状态的问题，即观测问题。同样地，这一问题也有着很强的工程应用背景。

考虑图 5-13(a)的情况，因为有两个观测通道，两个水池的水位都是可以观测的，所以系统是能观的。但是对于图 5-13(b)的情况就不同了，因为其中水池 2 没有观测通道，水池 2 的水位是不能观测的，则这个系统就是不能观的。



(a) 两个水位能观　　(b) 其中一个水位不能观

图 5-13　能观性说明示意图

针对一般线性系统讨论能观性问题，仍考虑式(5.2.23)的线性时不变系统，如果存在 $t>0$，能够由观测输出 $\boldsymbol{y}(\tau)$，$0\leqslant\tau<t$ 唯一地确定 0 时刻的初始状态是 $\boldsymbol{x}(0)=\hat{\boldsymbol{x}}$，则称此状态 $\boldsymbol{x}(0)$在时刻 0 是能观的；如果任意初始状态 $\boldsymbol{x}(0)$在时刻 0 都是能观的，则称此系统在时刻 0 是完全能观的。由于线性时不变系统具有时间平移不变性，在时刻 0 完全能观就是完全能观。

根据推证,式(5.2.23)的线性时不变系统完全能观的充分必要条件是矩阵

$$Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \tag{5.2.27}$$

满秩,即 rank $Q_o = n$,此处 n 是状态空间的维数。

例 5.2.3 考虑状态空间模型

$$\dot{x}(t) = Ax(t) = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ 1 & -3 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \quad y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = Cx(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

构造能观性判别矩阵

$$Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ 2 & -1 \\ -2 & 1 \end{bmatrix}, \quad \text{rank } Q_o = 2 = n$$

从而系统是完全能观的。 ■

一个不是完全能观的线性系统,至少有一个状态变量不能由量测(输出)值来确定。

5.2.4 离散时间线性系统的能控性与能观性

考虑离散时间定常线性系统

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \\ y_k = Cx_k \end{cases} \tag{5.2.28}$$

其能控性和能观性定义与连续时间系统类似,只是把原来的连续时间换成离散时间即可。

式(5.2.28)的离散时间线性时不变系统,如果 A 非奇异,系统完全能控的充分必要条件是与式(5.2.26)中相同定义的矩阵 Q_c 满秩,即 rank $Q_c = n$,此处 n 是状态空间的维数。

式(5.2.28)的离散时间线性时不变系统完全能观的充分必要条件是与式(5.2.26)中相同定义的矩阵 Q_o 满秩,即 rank $Q_o = n$,此处 n 是状态空间的维数。

5.3 状态估计

在控制系统中,人们往往需要得到系统的状态,而又面临不能直接获得系统状态的问题。一般情况下可能的原因是不能得到一个精确的确定性数学模型,或者即使有一个模型存在,但因为存在模型误差和量测误差,也很难由量测数据直接计算

得到系统状态。通用的方法是建立一个带误差的模型，特别是随机模型，然后利用成熟的估计方法对系统状态进行估计。本节只介绍线性系统的卡尔曼滤波理论。

5.3.1 状态估计的准则

设 $\boldsymbol{x}$ 是$\mathbb{R}^n$ 空间一个未知参数向量，量测 $\boldsymbol{y}$ 是一个 m 维与 $\boldsymbol{x}$ 有关的随机向量（见附录 C），对其取样，而 $\boldsymbol{y}$ 的一组容量为 N 的样本是$\{\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_N\}$，设有样本到$\mathbb{R}^n$ 的一个映射

$$\hat{\boldsymbol{x}}^{(N)} = \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_N) \tag{5.3.1}$$

称其为对 $\boldsymbol{x}$ 的一个估计量，式中$\boldsymbol{\varphi}(\cdot)$称为统计规则或估计算法。

利用样本对参数的估计量本质上是随机的，而当样本值给定时所得到的参数估计值一般与真值并不相同，因而需要用某些准则进行评价。对于式(5.3.1)，所得估计量如果满足

$$E(\hat{\boldsymbol{x}}^{(N)}) = \boldsymbol{x} \tag{5.3.2}$$

则称$\hat{\boldsymbol{x}}^{(N)}$是对参数 $\boldsymbol{x}$ 的一个无偏估计；如果满足

$$\lim_{N\to\infty} E(\hat{\boldsymbol{x}}^{(N)}) = \boldsymbol{x} \tag{5.3.3}$$

则称$\hat{\boldsymbol{x}}^{(N)}$是对参数 $\boldsymbol{x}$ 的一个渐近无偏估计。

例 5.3.1 设 y 是任意随机变量，期望 $E(y)=m$，方差 $\mathrm{var}(y)=\sigma^2$；而 y 的一组容量为 N 的样本是$\{y_1, y_2, \cdots, y_N\}$，假定它们之间相互独立且同分布；设有它的两个估计量分别为

$$\hat{m}_N = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} y_i, \quad \hat{\sigma}_N^2 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} y_i^2 - \hat{m}_N^2$$

式中 $E[\hat{m}_N] = \dfrac{1}{N}\sum\limits_{i=1}^{N} E[y_i] = \dfrac{1}{N}(N \cdot m) = m$，所以$\hat{m}_N$ 是 m 的一个无偏估计；而

$$\begin{aligned}
E(\hat{\sigma}_N^2) &= \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} E(y_i^2) - E(\hat{m}_N^2) = E(y^2) - E(\hat{m}_N^2) \\
&= E(y^2) - E\left\{\left[\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} y_i\right]^2\right\} = E(y^2) - \frac{1}{N^2}E\left[\sum_{i=1}^{N} y_i^2 + \sum_{i\neq j}^{N} y_i y_j\right] \\
&= E(y^2) - \frac{1}{N}E(y^2) - \frac{N-1}{N}m^2 = \frac{N-1}{N}\sigma^2
\end{aligned}$$

所以 $\hat{\sigma}_N^2$ 是 σ^2 的一个渐近无偏估计。 ■

设 $\boldsymbol{x}$ 是一个 n 维随机向量，仍设$\{\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_N\}$是 $\boldsymbol{y}$ 的一组容量为 N 的样本。设 $\boldsymbol{Y}=[\boldsymbol{y}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{y}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{y}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 表示量测信息，则 $\boldsymbol{x}$ 与 $\boldsymbol{Y}$ 的联合概率密度函数是

$$p(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{Y}) = \prod_{i=1}^{N} p(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{y}_i) = \prod_{i=1}^{N} p(\boldsymbol{x})p(\boldsymbol{y}_i \mid \boldsymbol{x}) \tag{5.3.4}$$

假定$\hat{\boldsymbol{x}}$表示由量测信息 $\boldsymbol{Y}$ 得到的一个估计，而估计误差定义为

$$\tilde{\boldsymbol{x}} = \hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x} \tag{5.3.5}$$

考虑二次型损失函数

$$L(\tilde{x}) = \tilde{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{x}} = \|\tilde{\boldsymbol{x}}\|^2 \tag{5.3.6}$$

令上述二次型函数最小化，则可以得到如下估计公式

$$\hat{\boldsymbol{x}} = E(\boldsymbol{x} \mid \boldsymbol{Y}) = \bar{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{R}_{xY}\boldsymbol{R}_{YY}^{-1}(\boldsymbol{Y} - \bar{\boldsymbol{Y}}) \tag{5.3.7}$$

式中 $\boldsymbol{R}_{xY}$，$\boldsymbol{R}_{YY}$ 分别是 $\boldsymbol{x}$ 与 $\boldsymbol{Y}$ 和 $\boldsymbol{Y}$ 与 $\boldsymbol{Y}$ 的协方差矩阵，而估计误差的协方差阵是

$$\boldsymbol{P} = \mathrm{cov}(\tilde{\boldsymbol{x}}) = \boldsymbol{R}_{xx} - \boldsymbol{R}_{xY}\boldsymbol{R}_{YY}^{-1}\boldsymbol{R}_{Yx} \tag{5.3.8}$$

式中 $\boldsymbol{R}_{xx}$，$\boldsymbol{R}_{Yx}$ 分别是 $\boldsymbol{x}$ 与 $\boldsymbol{x}$ 和 $\boldsymbol{Y}$ 与 $\boldsymbol{x}$ 的协方差矩阵。设参数 $\boldsymbol{x}$ 和量测信息 $\boldsymbol{Y}$ 是联合高斯分布的，其均值和协方差阵分别为

$$\boldsymbol{m} = E\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}\\ \boldsymbol{Y}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{x}}\\ \bar{\boldsymbol{Y}}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{R} = \mathrm{cov}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}\\ \boldsymbol{Y}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{R}_{xx} & \boldsymbol{R}_{xY}\\ \boldsymbol{R}_{Yx} & \boldsymbol{R}_{YY}\end{bmatrix} \tag{5.3.9}$$

并假定 $\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{R}_{YY}$ 非奇异，那么给定 $\boldsymbol{Y}$ 时 $\boldsymbol{x}$ 也是条件高斯的。

5.3.2　线性系统滤波原理

考虑离散时间线性随机动态系统

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1} = \boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{B}_k\boldsymbol{w}_k\\ \boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{C}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{v}_k\end{cases} \tag{5.3.10}$$

式中 k 为正整数是时间指标，$\boldsymbol{x}_k$ 是 k 时刻的系统状态向量，$\boldsymbol{A}_k$ 是系统状态转移矩阵，而 $\boldsymbol{w}_k$ 是过程演化噪声，$\boldsymbol{B}_k$ 是噪声矩阵；$\boldsymbol{y}_k$ 是 k 时刻对系统状态的量测向量，$\boldsymbol{C}_k$ 是量测矩阵，而 $\boldsymbol{v}_k$ 是量测噪声。图 5-14 给出了线性系统滤波问题的说明，图中 z^{-1} 表示一步延迟算子。

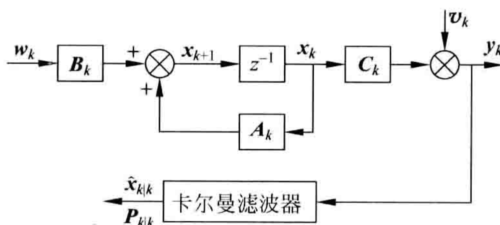


图 5-14　线性系统滤波问题的说明

假定直到 k 时刻所有的量测信息是

$$\boldsymbol{Y}^k = \{\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k\} \tag{5.3.11}$$

基于量测信息 $\boldsymbol{Y}^k$，对 $\boldsymbol{x}_k$ 的估计问题，称为状态滤波问题；对 $\boldsymbol{x}_{k+l}$，$l>0$ 的估计问题，称为状态预测问题；对 $\boldsymbol{x}_{k-l}$，$l>0$ 的估计问题，称为状态平滑问题。

仍考虑式(5.3.10)描述的离散时间线性随机动态系统，假定所有随机变量都是高斯的情况下，考虑对于量测的一步提前预测

$$\hat{\boldsymbol{y}}_{k|k-1} = E(\boldsymbol{y}_k \mid \boldsymbol{Y}^{k-1}) \tag{5.3.12}$$

而预测误差序列

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{k|k-1} = \boldsymbol{y}_k - \hat{\boldsymbol{y}}_{k|k-1} \tag{5.3.13}$$

称为是新息(innovation)序列。

高斯序列$\{\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k\}$所产生的新息序列$\{\tilde{\boldsymbol{y}}_{1|0}, \tilde{\boldsymbol{y}}_{2|1}, \cdots, \boldsymbol{y}_{k|k-1}\}$是一个零均值的独立过程,它与原量测序列之间存在因果性线性运算,而且包含了原序列的所有信息。

同时,原量测序列、一步提前预测序列和新息序列构成一个一步提前预测器,这个预测器是一个具有单位反馈的线性系统,如图5-15所示。

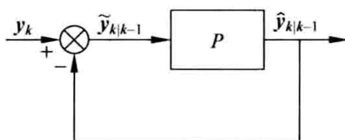


图5-15 预测器结构

5.3.3 基本卡尔曼滤波器

对于由式(5.3.10)所描述的系统,假定$\boldsymbol{w}_k \sim \mathcal{N}(0, \boldsymbol{Q}_k)$(表示0均值、方差为$\boldsymbol{Q}_k$的正态分布)是一个独立过程,$\boldsymbol{v}_k \sim \mathcal{N}(0, \boldsymbol{R}_k)$也是一个独立过程;它们之间相互独立,而且二者还与初始状态$\boldsymbol{x}_0 \sim \mathcal{N}(\bar{x}_0, \boldsymbol{P}_0)$也独立,那么按二次型损失函数有如下基本卡尔曼滤波公式

(1)初始条件

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{0|0} = \bar{\boldsymbol{x}}_0, \quad \tilde{\boldsymbol{x}}_{0|0} = \boldsymbol{x}_0 - \hat{\boldsymbol{x}}_{0|0}, \quad \mathrm{cov}(\tilde{\boldsymbol{x}}_{0|0}) = \boldsymbol{P}_0 \tag{5.3.14}$$

(2)一步提前预测值和预测误差的协方差阵分别是

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1} = E(\boldsymbol{x}_k \mid \boldsymbol{Y}^{k-1}) = \boldsymbol{A}_{k-1}\hat{\boldsymbol{x}}_{k-1|k-1} \tag{5.3.15}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k-1} = \mathrm{cov}(\tilde{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}) = \boldsymbol{A}_{k-1}\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}\boldsymbol{A}_{k-1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{B}_{k-1}\boldsymbol{Q}_{k-1}\boldsymbol{B}_{k-1}^{\mathrm{T}} \tag{5.3.16}$$

式中$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k|k-1} = \boldsymbol{x}_k - \hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}$是一步预测误差。

(3)获取新的量测$\boldsymbol{y}_k$后,滤波更新值和相应的滤波误差的协方差阵分别是

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k} = E(\boldsymbol{x}_k \mid \boldsymbol{Y}^k) = \hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1} + \boldsymbol{K}_k(\boldsymbol{y}_k - \boldsymbol{C}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}) \tag{5.3.17}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k} = \mathrm{cov}(\tilde{\boldsymbol{x}}_{k|k}) = \boldsymbol{P}_{k|k-1} - \boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R}_k)^{-1}\boldsymbol{C}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1} \tag{5.3.18}$$

式中$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k|k} = \boldsymbol{x}_k - \hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}$是滤波误差;而$k$时刻的卡尔曼增益阵为

$$\boldsymbol{K}_k = \boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R}_k)^{-1} \tag{5.3.19}$$

5.4 系统辨识

在控制理论研究中可以通过不同的方式获得对象的模型。一种方式是所谓机理建模,即通过研究对象的物理化学特性,根据已有的定律或规律建立对象的数学模型。这种方式虽然有很强的理论背景,能反映对象的本质特性,但往往很难找到合适的模型。这是因为人们并不能深刻了解对象的机理过程,完全描述对象特性很难做到;同时,用机理建模方式获得的模型往往很复杂,并不一定满足实际需要。另一种方式是所谓辨识建模,即通过获得对象的实际测量数据,按某种准则计算得到一个数学模型。这种方式一般很方便,所获得的模型比较实用,但往往缺乏物理解释。

本节主要讨论辨识建模问题,即利用输入输出数据构造数学模型。1962年L.扎德(Zadeh)曾给系统辨识下过一个定义:“辨识就是在输入和输出的基础上由规定的一类系统(模型)中确定一个系统(模型),使之与被测系统等价。”此处所谓一类系统是指模型类,包括线性系统或非线性系统、时变系统或时不变系统等;所谓等价是指数据拟合的误差最小。系统辨识包括结构辨识和参数辨识两部分,前者主要研究如何用数据来判定系统结构,后者在给定系统结构的前提下如何用数据来拟合模型参数。

本节将主要讨论离散时间线性时不变动态系统的参数辨识问题。

5.4.1 模型辨识问题的数学描述

设 S 是一个被测系统(对象),可以施加控制输入 $\boldsymbol{u}_k$,同时可以得到量测输出 $\boldsymbol{y}_k$。设 $M\in\mathcal{M}$ 是用于描述 S 的一个具体数学模型,其中 $\mathcal{M}$ 表示模型类。当把控制输入 $\boldsymbol{u}_k$ 施加于模型 S 时,它也产生一个输出 $\boldsymbol{y}_k^{(M)}$。于是,可以定义一个损失函数

$$J(\boldsymbol{Y}_k-\boldsymbol{Y}_k^{(M)}),\quad \begin{cases}\boldsymbol{Y}_k=\{\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k\}\\ \boldsymbol{Y}_k^{(M)}=\{\boldsymbol{y}_1^{(M)},\boldsymbol{y}_2^{(M)},\cdots,\boldsymbol{y}_k^{(M)}\}\end{cases}\tag{5.4.1}$$

模型 $M_0\in\mathcal{M}$ 称为与对象等价,是指

$$J(\boldsymbol{Y}_k-\boldsymbol{Y}_k^{(M_0)})\leqslant J(\boldsymbol{Y}_k-\boldsymbol{Y}_k^{(M)}),\quad \forall M\in\mathcal{M}\tag{5.4.2}$$

现在的问题是:(1)这个优化问题是否有解?(2)如果解存在,是否唯一?(3)问题的解是否受控制输入信号选择的影响?这些深层次的问题本节都不予讨论,总假定解唯一存在,同时不受输入信号的影响。

所谓参数辨识问题,就是把模型类规定为参数集合,即

$$\mathcal{M}=\{M_{\theta}\}=\boldsymbol{\Theta}\tag{5.4.3}$$

而模型输出更改为 $\boldsymbol{Y}_k^{(M_\theta)}=\{\boldsymbol{y}_1^{(M_\theta)},\boldsymbol{y}_2^{(M_\theta)},\cdots,\boldsymbol{y}_k^{(M_\theta)}\}$,于是参数估计问题可以描述为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}=\arg\min_{\theta}J(Y_k-Y_k^{(M_\theta)})\tag{5.4.4}$$

式中 arg 表示优化的宗量,$\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 表示最优估计参数。

5.4.2 离散时间线性差分模型的最小二乘参数估计

首先考虑单输入单输出(SISO)差分模型

$$y_k+a_1y_{k-1}+\cdots+a_ny_{k-n}=b_0u_{k-l}+b_1u_{k-l-1}+\cdots+b_mu_{k-l-m}+\xi_k\tag{5.4.5}$$

式中 $l\in\mathbb{Z}^+$ 表示系统时延,ξ_k 表示随机误差,是一个高斯白噪声过程。为了表示方便,写成如下形式

$$A(z^{-1})y_k=B(z^{-1})u_{k-l}+\xi_k\tag{5.4.6}$$

式中 z^{-1} 是时延算子,$A(z^{-1})=1+\sum_{i=1}^{n}a_iz^{-i}$,$B(z^{-1})=\sum_{j=0}^{m}b_jz^{-j}$ 分别表示输出和输

入的时延算子多项式，n 和 m 表示模型阶。

设系统参数向量为

$$\boldsymbol{\theta} = [a_1, a_2, \cdots, a_n, b_0, b_1, \cdots, b_m]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^{n+(m+1)} = \boldsymbol{\Theta} \tag{5.4.7}$$

而 k 时刻由输入输出数据构成的数据向量为

$$\boldsymbol{\varphi}_k = [-y_{k-1}, -y_{k-2}, \cdots, -y_{k-n}, u_{k-l}, u_{k-l-1}, \cdots, u_{k-l-m}]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^{n+(m+1)} \tag{5.4.8}$$

于是，式(5.4.5)或式(5.4.6)就可以表示为

$$y_k = \boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\theta} + \xi_k \tag{5.4.9}$$

这是一个具有最小二乘结构的表达式。

假定有一个模型用一组参数来表示

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \cdots, \hat{a}_n, \hat{b}_0, \hat{b}_1, \cdots, \hat{b}_m]^{\mathrm{T}} \in \boldsymbol{\Theta} \tag{5.4.10}$$

则模型输出可以表示为

$$\hat{y}_k = \boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{\theta}} \tag{5.4.11}$$

定义模型输出和实际输出的误差为

$$\varepsilon_k = y_k - \hat{y}_k \tag{5.4.12}$$

则可定义损失函数

$$J_N(\hat{\boldsymbol{\theta}}) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} \varepsilon_k^2 = \frac{1}{N}(\boldsymbol{Y}_N - \boldsymbol{\Phi}_N \hat{\boldsymbol{\theta}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Y}_N - \boldsymbol{\Phi}_N \hat{\boldsymbol{\theta}}) \tag{5.4.13}$$

式中

$$\boldsymbol{Y}_N = [y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_N]^{\mathrm{T}}, \quad \boldsymbol{\Phi}_N = [\boldsymbol{\varphi}_1 \quad \boldsymbol{\varphi}_2 \quad \cdots \quad \boldsymbol{\varphi}_N]^{\mathrm{T}} \tag{5.4.14}$$

参数估计问题就是选择 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^* \in \boldsymbol{\Theta}$ (见图5-16)，使得

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}^* = \arg\min_{\hat{\boldsymbol{\theta}}} J(\hat{\boldsymbol{\theta}}) \tag{5.4.15}$$

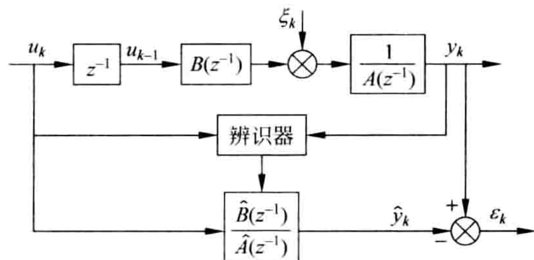


图5-16 辨识问题示意图

利用二次型函数优化公式，如果矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}_N$ 非奇异，则有唯一最优解

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}^* = [\boldsymbol{\Phi}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}_N]^{-1}\boldsymbol{\Phi}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Y}_N \tag{5.4.16}$$

这就是最小二乘估计的公式。注意，此处需要采集大量的数据进行存储，然后进行一次性处理，称其为批处理算法。这个算法的优点是具有较高的精度，但需要很大的存储空间。

5.4.3 离散时间线性差分模型的递推最小二乘参数估计

克服批处理最小二乘算法需要很大的存储空间这一缺点的有效方法，是实现在线递推参数估计。仍考虑式(5.4.6)的系统，假定第 N 步的参数估计$\hat{\boldsymbol{\theta}}_N^*$ 已经得到，第 $N+1$ 个输出量测 y_{N+1}也已经得到，目的是求得第 $N+1$ 步的参数估计$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}^*$，而

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}^* = \hat{\boldsymbol{\theta}}_N^* + \boldsymbol{K}_N[y_{N+1} - \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{\theta}}_N^*] \tag{5.4.17}$$

式中$\hat{\boldsymbol{\theta}}_N^*$ 是第 N 步的最小二乘参数估计，且

$$\boldsymbol{K}_N = \frac{\boldsymbol{P}_N \boldsymbol{\varphi}_{N+1}}{1 + \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{P}_N \boldsymbol{\varphi}_{N+1}} \tag{5.4.18}$$

称为参数估计的卡尔曼增益阵。

随着递推次数的增大，按正负定关系 $\boldsymbol{P}_N$ 越来越小，从而导致 $\boldsymbol{K}_N$ 也越来越小，使得修正量 ε_N 对于参数估计不再起作用，称为“数据饱和”现象。为了克服这一缺点，也为了适应系统参数的缓慢变化，有必要引入渐消记忆的递推最小二乘算法。令 $0<\alpha<1$ 为“遗忘因子”，它使得越远离当前的数据作用越小。经过优化计算得到渐消记忆的递推最小二乘算法是

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}^* = \hat{\boldsymbol{\theta}}_N^* + \boldsymbol{K}_N[y_{N+1} - \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{\theta}}_N^*] \tag{5.4.19}$$

式中

$$\boldsymbol{P}_{N+1} = \frac{1}{\alpha}\left[\boldsymbol{P}_N - \boldsymbol{P}_N \frac{\boldsymbol{\varphi}_{N+1} \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}}}{\alpha + \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{P}_N \boldsymbol{\varphi}_{N+1}} \boldsymbol{P}_N\right] \tag{5.4.20}$$

卡尔曼增益阵为

$$\boldsymbol{K}_N = \frac{\boldsymbol{P}_N \boldsymbol{\varphi}_{N+1}}{\alpha + \boldsymbol{\varphi}_{N+1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{P}_N \boldsymbol{\varphi}_{N+1}} \tag{5.4.21}$$

除了考虑遗忘因子外，其他与一般递推最小二乘算法相同。

5.4.4 二位式伪随机序列及其在系统辨识中的应用

利用计算机程序产生的随机序列一般只是一个周期很长的确定性序列，称为“伪随机序列”。假定希望产生一个序列 u_k，$k=\cdots,-1,0,1,\cdots$，并且满足如下统计特性

$$\begin{cases} P(u_k=-1) = P(u_k=1) = 0.5 \\ E(u_k) = 0 \end{cases}$$
$$r_u(s) = \mathrm{cov}\{u_k, u_{k+s}\} = \begin{cases} 1, & s=1 \\ 0, & s\neq 1 \end{cases} \tag{5.4.22}$$

其中 P、E、cov 分别表示概率、数学期望和协方差。

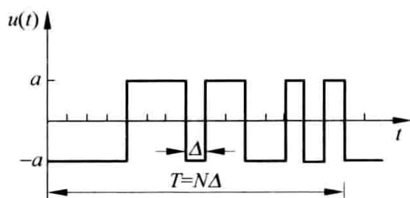


图 5-17　一个 M 序列的简图

二位式伪随机序列(PRBS)是一个周期为 $N=2^n-1$ 的序列,n 是一个固定的正整数。这种序列一般由计算机或移位寄存器产生,是最大长度的二位式序列,所以也称为 M 序列。图 5-17 给出了一个 M 序列的简图。

图中 $n=4$,$N=2^n-1=15$,Δ 是时序脉冲宽度,a 是脉冲幅值。

二位式伪随机序列具有如下性质:

(1) 在一个周期中,$+a$(相当于二进制数码"0")出现的次数是 $2^{n-1}-1$,而 $-a$(相当于二进制数码"1")出现的次数是 2^{n-1};

(2) 用二进制码表示的 M 序列和它的一个移位序列进行模 2 相加,仍然是它自身的一个移位序列;如有序列

1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0

与其另外一个移位序列进行模 2 相加得

$$
\begin{array}{rccccccccccccccc}
 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
\oplus & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\
\hline
 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1
\end{array}
$$

结果就是原序列右移一位。

(3) 把序列之间的连线考虑在内,可以把这个信号看作具有零阶保持的 M 序列,它是一个连续函数 $u(t)$,这个连续函数在一个周期中有 2^{n-1} 个过零点;$u(t)$的周期是 $T=N\Delta$。

现在讨论如何用 M 序列来估计线性系统的脉冲响应函数。$u(t)$的协方差函数根据遍历性可以表示为

$$r_u(s)=\operatorname{cov}\{u_k,u_{k+s}\}=\lim_{n\to\infty}\frac{1}{nT}\int_0^{nT}u(t)u(t+s)\mathrm{d}t \tag{5.4.23}$$

利用 M 序列的性质可以得到

$$r_u(k\Delta)=\begin{cases}a^2, & k=k'N\\ -\dfrac{a^2}{N}, & k\neq k'N\end{cases} \tag{5.4.24}$$

这就是离散点上序列的协方差函数,它也是一个以 $T=N\Delta$ 为周期的序列。

现在考虑用冲激响应函数表示的离散时间线性系统

$$y_k=\sum_{s=0}^{\infty}h_s u_{k-s} \tag{5.4.25}$$

当把 M 序列施加于系统时,假定系统的过渡过程时间为 L,且序列的周期满足 $N-1>L$,于是系统输入与输出的协方差可以写成

$$r_{uy}(k)=\sum_{s=0}^{L}h_s u_{k-s}=\frac{a^2(N+1)}{N}h_k-\frac{a^2}{N}\sum_{s=0}^{N-1}h_s \tag{5.4.26}$$

经过整理以后可得

$$h_k = \frac{N}{a^2(N+1)}\left[r_{uy}(k) + \sum_{l=0}^{N-1} r_{uy}(l)\right], \quad k = 0,1,\cdots,N-1 \quad (5.4.27)$$

如果用统计方法得到互相关函数$\hat{r}_{uy}(k)$作为协方差函数 $r_{uy}(k)$的估计,则有

$$\hat{h}_k = \frac{N}{a^2(N+1)}\left[\hat{r}_{uy}(k) + \sum_{l=0}^{N-1} \hat{r}_{uy}(l)\right], \quad k = 0,1,\cdots,N-1 \quad (5.4.28)$$

这就是冲激响应函数的辨识公式。

5.5 最优控制

控制系统设计的目的一般是通过对系统施加某个控制,使得系统的性能达到某个理想的结果。这种所谓理想需要用定量方法来衡量。最优控制就是选择控制,使得某个定量指标达到最小或最大。

5.5.1 最优控制的基本概念

考虑一般的确定性连续时间控制系统

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{f}(t,\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t)), & t \geqslant t_0 \\ \boldsymbol{x}(t_0) = \hat{\boldsymbol{x}} \in \mathbb{R}^n \end{cases} \quad (5.5.1)$$

假定容许控制是 r 维空间一个不变的集合 U,即 $\boldsymbol{u}(t)\in U$, $\forall t\geqslant t_0$,而一般情况下这个不变的集合 U 可以表示为

$$U = \{\boldsymbol{u} \in \mathbb{R}^r : \boldsymbol{g}(\boldsymbol{u}) \leqslant 0\} \quad (5.5.2)$$

式中 $\boldsymbol{g}:\mathbb{R}^r\to\mathbb{R}^l$ 是一个非线性向量函数;所以这是一个不等式约束决定的 r 维空间的子集。

同时考虑控制的目标函数

$$J(\boldsymbol{u}) = \int_{t_0}^{t_f} L(t,\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t))\mathrm{d}t + \theta(t_f,\boldsymbol{x}(t_f)) \quad (5.5.3)$$

式中 L,θ 都是标量函数,而积分表示的是整个过程的泛函数(即向量函数 $\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t)$ 的函数),后一项是终点时间的泛函数(即向量函数 $\boldsymbol{x}(t_f)$的函数);但是由于受方程式(5.5.1)的约束(等式约束),式(5.5.3)实质上只是控制 $\boldsymbol{u}=\{\boldsymbol{u}(t):t_0\leqslant t\leqslant t_f\}$的泛函数。

所谓最优控制问题,就是在式(5.5.1)的等式约束和式(5.5.2)的不等式约束的条件下,使式(5.5.3)的目标函数达到最小(或最大)。

有几种特殊的最优控制问题:如只有等式约束,使得如下目标函数最小化

$$J(\boldsymbol{u}) = \int_{t_0}^{t_f} t\mathrm{d}t = t_f - t_0 \quad (5.5.4)$$

称为最速控制问题。又例如在等式约束下,使得如下目标函数最小化

$$J(\boldsymbol{u}) = \int_{t_0}^{t_f} \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{R}\boldsymbol{u}(t)\mathrm{d}t \quad (5.5.5)$$

式中 $\boldsymbol{R}\in\mathbb{R}^{r\times r}$ 是一个实对角阵，则称其为最小能量控制问题。

最优控制问题的求解涉及很复杂的数学问题，本节不予详细讨论，只对几个简单问题给出结论。以下给出贝尔曼(Bellman)最优性原理：对于上述最优控制问题，无论系统的初始状态 $\boldsymbol{x}(t_0)$ 如何，也不管 $t>t_0$ 时刻以前施加于系统的控制输入 $\boldsymbol{u}(\tau)$，$t_0\leqslant\tau<t$ 如何，只要系统按当前的状态 $\boldsymbol{x}(t)$ 以及未来的控制输入 $\boldsymbol{u}(\tau)$，$t\leqslant\tau<t_f$ 进行演化，由目标函数

$$J(\boldsymbol{u})=\int_t^{t_f}L(t,\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{u}(t))\mathrm{d}t+\theta(t_f,\boldsymbol{x}(t_f))$$

所确定的最优控制 $\boldsymbol{u}^*(\tau)$，$t\leqslant\tau<t_f$，就是原最优控制在该时间段的部分。

这一原理决定了贝尔曼动态规划算法。以下将结合实际问题进行介绍。

5.5.2 离散时间线性二次型最优控制问题

首先考虑确定性离散时间线性定常系统

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_k\\ \boldsymbol{x}_0=\hat{\boldsymbol{x}}\in\mathbb{R}^n\end{cases}\tag{5.5.6}$$

目标函数是二次型泛函数

$$J(\boldsymbol{u})=\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N}[\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}]\tag{5.5.7}$$

选择这个目标函数的原因，不仅因为它容易求解，而且有着现实的物理含义，使得过程平滑而且消耗能量相对最小。

以下介绍利用动态规划(dynamic programming)方法求解这个线性二次型(LQ)最优控制问题。

设最末时间点上的优化函数是

$$V_{N-1}(\boldsymbol{x}_{N-1})=\min_{\boldsymbol{u}_{N-1}}\frac{1}{2}[\boldsymbol{x}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{x}_N+\boldsymbol{u}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{N-1}\boldsymbol{u}_{N-1}]\tag{5.5.8}$$

令

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{x}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{x}_N+\boldsymbol{u}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{N-1}\boldsymbol{u}_{N-1}\\ =&(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{N-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{N-1})+\boldsymbol{u}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{N-1}\boldsymbol{u}_{N-1}\\ =&\boldsymbol{x}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}+2\boldsymbol{u}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}\\ &+\boldsymbol{u}_{N-1}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{N-1})\boldsymbol{u}_{N-1}\end{aligned}$$

利用二次型函数优化可得

$$\boldsymbol{u}_{N-1}^*=-(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{N-1})^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}=-\boldsymbol{L}_{N-1}\boldsymbol{x}_{N-1}\tag{5.5.9}$$

这是一个线性负反馈控制律。从而得到

$$\begin{aligned}V_{N-1}(\boldsymbol{x}_{N-1})&=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{Q}_N-\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{B}(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{N-1})^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_N]\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{N-1}\\ &=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_{N-1}\boldsymbol{x}_{N-1}\end{aligned}\tag{5.5.10}$$

假定在 $k+1$ 时刻已经得到 $V(\boldsymbol{x}_k)=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_k\boldsymbol{x}_k$,然后按最优性原理给出 t 时刻的优化函数

$$\begin{aligned}V_{k-1}(\boldsymbol{x}_{k-1}) &=\min_{\boldsymbol{u}_{k-1}}\left\{V_k(\boldsymbol{x}_k)+\frac{1}{2}[\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}]\right\}\\ &=\min_{\boldsymbol{u}_{k-1}}\frac{1}{2}[\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}]\end{aligned}\tag{5.5.11}$$

令

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}\\ =&(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{k-1})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{k-1})+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}\\ =&\boldsymbol{x}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}+2\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}\\ &+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{k-1})\boldsymbol{u}_{k-1}\end{aligned}$$

利用二次型函数优化可得

$$\boldsymbol{u}_{k-1}^{*}=-[\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{k-1}]^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}=-\boldsymbol{L}_{k-1}\boldsymbol{x}_{k-1}\tag{5.5.12}$$

这仍然是一个线性负反馈控制律。从而得到

$$\begin{aligned}V_{k-1}(\boldsymbol{x}_{k-1})&=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\{(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)-(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{B}[\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{k-1}]^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\}\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{k-1}\\ &=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{k-1}^{\mathrm{T}}\{\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}_{k-1}^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_k+\boldsymbol{\Gamma}_k)\boldsymbol{B}+\boldsymbol{R}_{k-1}]\boldsymbol{L}_{k-1}\}\boldsymbol{x}_{k-1}\\ &=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_{k-1}\boldsymbol{x}_{k-1}\end{aligned}\tag{5.5.13}$$

这样进行反向递推,即可求得每个时刻的最优控制律。

如果说,系统状态不可以直接量测,需要利用如下随机模型进行状态估计

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{w}_k\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{v}_k\end{cases}\tag{5.5.14}$$

式中 $\boldsymbol{w}_k\sim\mathcal{N}(0,\boldsymbol{S}_k)$,$\boldsymbol{v}_k\sim\mathcal{N}(0,\boldsymbol{T}_k)$是相互独立的高斯白噪声过程,并与初始状态 $\boldsymbol{x}_0\sim\mathcal{N}(0,\boldsymbol{P}_0)$相互独立。

最优控制的目标函数是

$$J(\boldsymbol{u})=E\left\{\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N}[\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{u}_{k-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{k-1}\boldsymbol{u}_{k-1}]\right\}\tag{5.5.15}$$

这样的最优控制问题称为线性二次型高斯(linear-quadratic-Gauss,LQG)问题。对此有所谓分离定理:对于上述 LQG 问题,最优控制和最优估计是可分离的,即在每个时刻 $k\geqslant 0$,最优控制律是

$$\boldsymbol{u}_k^{*}=-\boldsymbol{L}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}\tag{5.5.16}$$

式中

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}=E(\boldsymbol{x}_k\mid\boldsymbol{z}^k)\tag{5.5.17}$$

是时刻 k 的卡尔曼滤波值,而

$$L_k = [B^{\mathrm{T}}(Q_{k+1} + \Gamma_{k+1})B + R_k]^{-1}B^{\mathrm{T}}(Q_{k+1} + \Gamma_{k+1})A \tag{5.5.18}$$

就是 LQ 问题的最优反馈矩阵。

5.6　自适应控制与预测控制

根据第 2 章 2.3 节的进化与适应概念，控制系统也需要建立适应律，以满足更复杂情况下的需要。

在控制系统设计中，往往令人困惑的是一般情况下并不能得到系统精确的模型结构与参数。一种方法就是采集系统的输入输出数据，通过辨识建模来得到系统模型。但是，大多数系统都具有缓慢时变的特性，通过在一次实验中获得的数据进行辨识建模并不能保证这个模型始终能正常运行。因此，人们很自然想到在线自适应控制。所谓“自适应控制”一般包含两方面的功能，一是在线学习对象特性的功能，二是实时最优控制的功能。

5.6.1　自适应控制的一般概念

最初启发人们研究自适应控制的动因来源于各种飞行器的设计。人们从中发现，对于某些性能要求较高的飞行器姿态控制系统，利用经典的线性控制器往往不能达到预期的效果，这是因为飞行器在飞行的过程中各种条件会发生急剧变化，而经典的控制器只能按照某一特定的条件进行整定。于是，自动控制学者们提出了自适应控制的概念，增加学习功能使得控制器适应不断变化的客观条件。后来，这一思想逐渐扩展到工业控制、社会经济系统控制或生态系统控制等领域，形成控制理论的一个重要分支。

自适应控制的对象一般应具有如下两个基本特征：非线性特征和随机特征。事实上，如果对象不存在非线性特征，经典的线性调节器已经足以获得较为理想的控制效果。从另一个角度来看，即使最简单的线性控制系统，因为系统参数未知，而状态和参数一般具有相乘关系，使得未知参数的自适应控制问题具有本质上的非线性特征。另外，自适应控制之所以需要具备学习功能，就是因为对象含有某些不确定因素或随机因素。

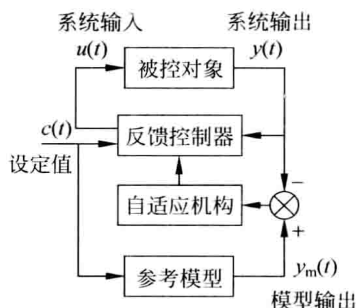


图 5-18　模型参考自适应控制系统结构框图

模型参考自适应控制在 20 世纪 50 年代提出，主要用来设计飞行器的控制系统，而且利用模拟器件来实现。图 5-18 给出了模型参考自适应控制系统的结构框图。系统仍然采用传统的反馈控制器，但控制器参数需要一个专门机构——自适应机构来调整，而自适应调整的依据是一个参考模型和实际系统受同样输入所产生输出的差值。采取调整反馈控制器参数的方式，迫使闭环控制系统的特性能够跟随参考模型

的动态特性。经过数十年的发展,模型参考自适应控制器已经有了不同的结构和算法,而且成为自适应控制的重要分支。限于篇幅,本节不予讨论。

本节将集中讨论自校正控制系统和预测控制系统。

5.6.2 最小方差控制与自校正调节器

自校正控制系统(图 5-19)的思想最初来源于卡尔曼于 20 世纪 50 年代的一篇论文,但由于受当时技术条件的限制,并未引起重视。直到 1973 年阿斯特勒姆(K. Åström)的关键文章才引起学术界的普遍关注。自校正控制在某种意义上说是由离散时间随机系统最优控制导出的一种简单实用的控制方法。自校正调节器(STR)是一种典型的算法。

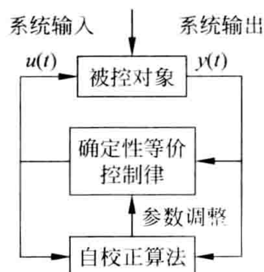


图 5-19 自校正控制系统结构框图

考虑用延迟算子表示的单输入单输出随机差分模型

$$A(z^{-1})y_k = B(z^{-1})u_{k-d} + C(z^{-1})\xi_k \tag{5.6.1}$$

式中 z^{-1} 是一阶延迟算子,$\xi_k \sim \mathcal{N}(0,\sigma^2)$ 是高斯白噪声过程,d 是控制的时间延迟;而不失一般性假定(如果缺项用 0 补)

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{n-1} z^{-n+1} + a_n z^{-n} \\ B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_{n-1} z^{-n+1}, b_0 \neq 0 \\ C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \cdots + c_{n-1} z^{-n+1} + c_n z^{-n} \end{cases} \tag{5.6.2}$$

总是假定这个系统是渐近稳定并且是最小相位的,即假定以上多项式的零点均在复平面的单位圆外(注意 z 在单位圆外,则 z^{-1} 在单位圆内)。

第一步,假定系统的参数都是已知的,即式(5.6.2)的多项式已知。控制的目的是选择控制输入,使得输出的方差为最小,即

$$\min_u J(u) = E[y_k^2] \tag{5.6.3}$$

经过优化计算,最优的最小方差控制律为

$$u_k^* = -\frac{F(z^{-1})}{G(z^{-1})} y_k \quad \text{或}\ G(z^{-1})u_k^* = -F(z^{-1})y_k \tag{5.6.4}$$

式中 $F(z^{-1})$,$G(z^{-1}) = E(z^{-1})B(z^{-1})$ 是按如下唯一恒等式计算得到的

$$\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} = E(z^{-1}) + z^{-d}\frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})} \tag{5.6.5}$$

而 $E(z^{-1})$ 是 z^{-1} 的 $d-1$ 次首一多项式,$F(z^{-1})$ 是 z^{-1} 的 $n-1$ 次多项式,满足

$$\begin{cases} E(z^{-1}) = 1 + e_1 z^{-1} + \cdots + e_{d-1} z^{-d+1} \\ F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + \cdots + f_{n-1} z^{-n+1} \end{cases} \tag{5.6.6}$$

这是因为 $A(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 都是 z^{-1} 的 n 次首 1 多项式。

例 5.6.1 考虑一个线性系统

$$y_k = 0.9y_{k-1} - 0.7y_{k-2} + 0.5u_{k-2} + \xi_k + 0.7\xi_{k-1}$$

式中 $C(z^{-1})=1-0.9z^{-1}$，$B(z^{-1})=0.5$，$C(z^{-1})=1+0.7z^{-1}$，$d=2$。从而可得

$$\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}=1+1.6z^{-1}+z^{-2}\frac{1.44}{1-0.9z^{-1}}=E(z^{-1})+z^{-d}\frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}$$

这样，由式(5.6.5)推导得

$$y_{k+2}=\frac{1.44y_k+(0.5+0.8z^{-1})u_k}{1+0.7z^{-1}}+(1+1.6z^{-1})E(z^{-1})\xi_{k+2}$$

的最小方差控制律

$$u_k^*=-1.6u_{k-1}-2.88y_k$$

这就是计算结果。■

第二步，考虑系统参数未知的情况。首先考虑 $C(z^{-1})=1$ 的情况，即系统受白噪声作用。此时，系统输出可以表示为

$$y_k=F(z^{-1})y_{k-d}+G(z^{-1})u_{k-d}+E(z^{-1})\xi_k \tag{5.6.7}$$

式中 $A(z^{-1})E(z^{-1})+z^{-d}F(z^{-1})=1$，$G(z^{-1})=E(z^{-1})B(z^{-1})$；令

$$\begin{cases}F(z^{-1})=f_0+f_1z^{-1}+\cdots+f_{n-1}z^{-n+1}\\ G(z^{-1})=g_0+g_1z^{-1}+\cdots+g_{n+d-2}z^{-n-d+2}\end{cases} \tag{5.6.8}$$

再令

$$\begin{cases}\boldsymbol{\beta}=[f_0,f_1,\cdots,f_{n-1},g_0,g_1,\cdots,g_{n+d-2}]^{\mathrm T}\\ \boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm T}=[y_{k-d},\cdots,y_{k-d-n+1},u_{k-d},\cdots,u_{k-2d-n+2}]\\ \zeta_k=E(z^{-1})\xi_k=\xi_k+e_1\xi_{k-1}+\cdots+e_{d-1}\xi_{k-d+1}\end{cases} \tag{5.6.9}$$

于是，式(5.6.7)可以写成

$$y_k=\boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm T}\boldsymbol{\beta}+\zeta_k \tag{5.6.10}$$

这是直接针对调节器参数$\boldsymbol{\beta}$的一个最小二乘结构。可以采用式(5.4.19)的渐消记忆的递推最小二乘方法在线估计调节器参数$\hat{\boldsymbol{\beta}}_k$。于是得到一个确定性等价的最小方差控制律

$$\hat{G}_k(z^{-1})u_k^*=-\hat{F}_k(z^{-1})y_k \tag{5.6.11}$$

式中

$$\begin{cases}\hat{F}_k(z^{-1})=\hat{f}_{0,k}+\hat{f}_{1,k}z^{-1}+\cdots+\hat{f}_{n-1,k}z^{-n+1}\\ \hat{G}_k(z^{-1})=\hat{g}_{0,k}+\hat{g}_{1,k}z^{-1}+\cdots+\hat{g}_{n+d-2,k}z^{-n-d+2}\end{cases} \tag{5.6.12}$$

这些都是由 k 时刻估计的调节器参数$\hat{\boldsymbol{\beta}}_k$ 构成的多项式。所以式(5.6.11)还可以改写成

$$u_k^*=\frac{-1}{\hat{g}_{0,k}}\left[\sum_{j=0}^{n-1}\hat{f}_{j,k}y_{k-j}+\sum_{j=1}^{n+d-2}\hat{g}_{j,k}u_{k-j}\right] \tag{5.6.13}$$

这是对过去输入输出数据进行运算的一个公式，可在线实现。

当 $C(z^{-1})\neq1$ 时，仍然按 $C(z^{-1})=1$ 的自校正算法，如果算法收敛，可以证明其结果是上述自校正算法的一个不动点。但这个不动点未必是一个稳定的不动点，此

处不再讨论,但有必要对算法进行改进。

D. 克拉克(Clark)和 P. 高斯罗普(Gawthrop)提出了广义输出最小方差自校正控制器算法,有效地克服了上述问题,并且考虑了跟踪设定值的伺服控制问题。此时设 ψ_k 为辅助输出,即

$$\psi_k = P(z^{-1})y_k \tag{5.6.14}$$

式中 $P(z^{-1})=P_N(z^{-1})/P_D(z^{-1})$ 是一个首 1 多项式,于是式(5.6.1)的系统改写成

$$\psi_k = \frac{P_N(z^{-1})B(z^{-1})}{P_D(z^{-1})A(z^{-1})}u_{k-d} + \frac{P_N(z^{-1})C(z^{-1})}{P_D(z^{-1})A(z^{-1})}\xi_k \tag{5.6.15}$$

从而可得辅助输出的表达式

$$\psi_{k+d} = \frac{1}{C(z^{-1})}\left[\frac{F(z^{-1})}{P_D(z^{-1})}y_k + G(z^{-1})u_k\right] + E(z^{-1})\xi_{k+d} \tag{5.6.16}$$

式中最高次方是 $n-1$ 的 $F(z^{-1})$,$E(z^{-1}) = 1+\sum_{j=1}^{d-1} e_j z^{-j}$,$G(z^{-1}) = B(z^{-1})E(z^{-1})$ 满足如下恒等式

$$\frac{P_N(z^{-1})C(z^{-1})}{P_D(z^{-1})A(z^{-1})} = E(z^{-1}) + z^{-d}\frac{F(z^{-1})}{P_D(z^{-1})A(z^{-1})} \tag{5.6.17}$$

于是在给定参数 $\boldsymbol{\theta} = \{a_i, b_j, c_s\}$、$P(z^{-1})$ 和当前实时信息 $\boldsymbol{Z}^k = \{u_0, \cdots, u_{k-1}, y_1, \cdots, y_k\}$ 的前提下,则有辅助输出预报值

$$\hat{\psi}_{k+d|k} = E\{\psi_{k+d} \mid \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{Z}^k\} = \frac{1}{C(z^{-1})}\left[\frac{F(z^{-1})}{P_D(z^{-1})}y_k + G(z^{-1})u_k\right] \tag{5.6.18}$$

这就是参数已知时辅助输出的 d 步提前预报公式。

现在考虑如下使广义输出方差取最小的优化问题

$$u_k^* = \arg\min_{u_k} E\{[\psi_{k+d} - R(z^{-1})w'_k]^2 + [Q'(z^{-1})u_k]^2 \mid \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{Z}^k\} \tag{5.6.19}$$

式中 w'_k 是 y_k 的 d 步提前设定值,而 $R(z^{-1})$,$Q'(z^{-1})$ 都是设计的多项式,即

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = 1 + r_1 z^{-1} + \cdots + r_{n_r} z^{-n_r} \\ Q'(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + \cdots + q_{n_q} z^{-n_q} \end{cases} \tag{5.6.20}$$

令 $w_k = R(z^{-1})w'_k$,再令 $Q(z^{-1}) = \frac{q_0}{g_0}Q'(z^{-1})$,则有

$$\phi_k \overset{\text{def}}{=} \psi_k - w_{k-d} + Q(z^{-1})u_{k-d} \tag{5.6.21}$$

是系统的广义输出,是由辅助输出、延迟的设定值和输入组成,其最小方差控制律就是

$$\hat{\phi}_{k+d|k} = E\{\phi_{k+d} \mid \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{Z}^k\} = \hat{\psi}_{k+d|k} - w_k + Q(z^{-1})u_k = 0 \tag{5.6.22}$$

所以称为广义输出最小方差控制。再令

$$\begin{cases} y'_k = y_k/P_D(z^{-1}) \\ G'(z^{-1}) = G(z^{-1}) + C(z^{-1})Q(z^{-1}) \\ H'(z^{-1}) = -C(z^{-1}) \end{cases} \tag{5.6.23}$$

从而广义输出最小方差控制律为

$$u_k^* = -\frac{F(z^{-1})y'_k + H'(z^{-1})w_k}{G'(z^{-1})} \tag{5.6.24}$$

当系统参数未知时，采用自校正算法，即令

$$\begin{aligned}\phi_k &= \psi_k - w_{k-d} + Q(z^{-1})u_{k-d} \\ &= \frac{1}{C(z^{-1})}[F(z^{-1})y'_{k-d} + G'(z^{-1})u_{k-d} + H'(z^{-1})w_{k-d}] + E(z^{-1})\xi_k\end{aligned} \tag{5.6.25}$$

先考虑 $C(z^{-1})=1$ 的情况，此时有

$$\phi_k + w_{k-d} = F(z^{-1})y'_{k-d} + G'(z^{-1})u_{k-d} + [1+H'(z^{-1})]w_{k-d} + E(z^{-1})\xi_k \tag{5.6.26}$$

令

$$\begin{cases}\boldsymbol{\beta} = [f_0, f_1, \cdots, g'_0, g'_1, \cdots, h'_1, h'_2, \cdots]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm{T}} = [y'_{k-d}, y'_{k-d-1}, \cdots, u_{k-d}, u_{k-d-1}, \cdots, w_{k-d-1}, w_{k-d-2}, \cdots] \\ \zeta_k = E(z^{-1})\xi_k = \xi_k + e_1\xi_{k-1} + \cdots + e_{d-1}\xi_{k-d+1}\end{cases} \tag{5.6.27}$$

于是，式(5.6.26)可以写成

$$x_k = \phi_k + w_{k-d} = \boldsymbol{\varphi}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\beta} + \zeta_k \tag{5.6.28}$$

这就是最小二乘结构的表达式。同样利用递推最小二乘或其他算法在线得到参数估计$\hat{\boldsymbol{\beta}}_k$，则有广义输出最小方差控制律

$$u_k^* = \frac{-1}{\hat{g}'_{0,k}}\left[\sum_{j\geqslant 0}\hat{f}_{j,k}y'_{k-j} + \sum_{j\geqslant 1}\hat{g}'_{j,k}u_{k-j} + \sum_{j\geqslant 1}\hat{h}'_{j,k}w_{k-j}\right] \tag{5.6.29}$$

式中 y'_k 由 y_k 用滤波器 $1/P_{\mathrm{D}}(z^{-1})$ 得到。

当 $C(z^{-1})\neq 1$，也用 $C(z^{-1})=1$ 的自校正广义输出最小方差控制律，也仍然是原算法的一个不动点。

5.6.3　广义预测自校正控制器

广义输出最小方差自校正控制虽然可得到稳定的控制效果，但对系统有很严格的要求。在工业应用中，实际系统可能存在如下问题：(1)非最小相位；(2)开环不稳定；(3)系统时延未知或随时发生变化。这些都难以满足广义输出最小方差自校正控制器的条件。寻求更加具有鲁棒性的自校正控制算法一直是理论研究者的目标。克拉克建立的广义预测控制(GPC)，采取前向多步预测的方法取代自校正调节器中的前向单步预测，使控制器具有更好的性能。

5.7　大系统理论与系统工程

5.7.1　系统工程的一般概念

系统工程的概念产生于20世纪中期，其主要思想来源于控制论。科学技术的发

展使得工程技术与社会经济系统融为一体,任何部分问题的处理必然牵连到其他部分的问题,而建立一个统一的系统的概念,并在此基础上形成系统的解决方案,才有可能使得整个系统的运行达到最佳状态。

但是迄今为止仍然难以给系统工程一个明确的定义,因为不同专业有不同的理解。无论如何,人们一般认为系统工程就是采用控制论、信息论和系统论的思想和方法,处理复杂大系统的共性问题的一种方法论。

有学者认为,系统工程的对象由许多系统组成,虽然其中每个系统都由许多不同的特殊功能部分组成,这些功能部分之间也存在着相互的联系,但每个系统都可以视为独立的系统,都是一个完整的整体,都要求达到一个或多个目标;而系统工程的任务则是对其中每个目标进行权衡,求得全面最优的或满意的解决方案,使得各个部分都能最大限度地相互适应。

系统工程是一门工程技术,但又区别于机械工程、电子工程等其他工程技术。其他工程技术都有其特定的物质对象,而系统工程则不限定任何的物质对象。其研究对象既可以是工程系统,也可以是社会经济系统、生态系统甚至军事系统等。

系统工程的主要研究内容一般包括系统设计(特别针对系统组织者对系统构成的概念设计)、系统分析、系统建模、系统优化与决策、系统仿真与虚拟现实、系统评价等。本节不可能论述有关系统工程的方方面面,只是针对工业系统工程讨论最基本的问题。

5.7.2　现代工业系统的信息结构

随着现代工业向大规模、集成化发展,工业自动化的概念已经远远超出了传统工业控制自动化的概念。一般说来,最底层的是一个复杂的工业过程,如化工过程、冶金过程等;对工业过程实施控制是由直接控制层(例如由控制器组成)来实现,即过程产生检测量,经控制系统作用后施加给过程的是控制量。但是,各个局部的控制只是局限于对某些工艺参数的稳定,而整体考虑必须有一个合理的工艺参数设定,这就需要系统优化层来实现,有关系统优化将在下面讨论。

系统优化的依据是整个企业的经营状况和市场需求所决定的目标函数,这些目标函数应该由经营决策层来提供;反过来,经营决策层除了需要外部信息之外,特别需要企业内部的各种统计数据,有关决策和决策支持系统将在本节的最后部分讨论。

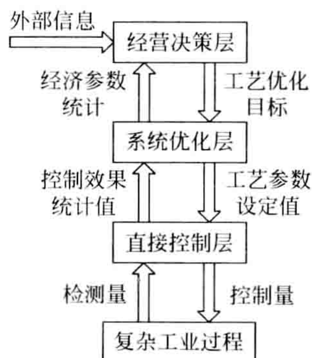


图5-20　现代工业系统的信息结构

图5-20给出了现代工业系统的信息结构简化图,说明了现代工业自动化系统的信息传递与应用。对于这种把工业过程控制自动化和系统优化以及经营决策自动化的一体化,也称为综合自动化。有关过程控制

的话题前面已经有很多论述，本节不再讨论。

5.7.3　系统优化与大系统理论

系统优化是一个宽泛的概念。在化工、冶金等流程工业中，系统优化一般是指对某些工艺参数的最优选择，使得某些指标函数达到最小或最大。而在机械制造等非流程工业中，系统优化一般是指优化调度，使得工件在加工过程中耗费时间最少或传递路径最短等。由于篇幅的限制，本节只讨论流程工业的工艺参数优化问题。

所考虑的工业大系统，一般是指工艺过程复杂，涉及许多相互关联的工艺过程的工业对象。以流程工业对象为例，本节所考虑的工业大系统假定各个被控工艺过程都是相对独立的系统，称为子系统。如仅仅考虑每个子系统的稳态行为，即暂态过程（过渡过程）结束以后的系统行为，一般用代数方程来描述

$$\boldsymbol{y}_i = \boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i, \boldsymbol{u}_i, \boldsymbol{z}_i), \quad i = 1, 2, \cdots, N \tag{5.7.1}$$

式中 $\boldsymbol{c}_i \in \mathbb{R}^{r_i}$ 和 $\boldsymbol{y}_i \in \mathbb{R}^{m_i}$ 分别是第 i 个子系统的输入和输出，而 $\boldsymbol{u}_i \in \mathbb{R}^{l_i}$ 和 $\boldsymbol{z}_i \in \mathbb{R}^{m_i}$ 分别是第 i 个子系统的关联约束输入和扰动输入；$\boldsymbol{f}_i: \mathbb{R}^{r_i} \times \mathbb{R}^{l_i} \times \mathbb{R}^{m_i} \to \mathbb{R}^{m_i}, i = 1, 2, \cdots, N$ 是局部稳态映射。

所谓关联约束输入，就是其他子系统输出对本子系统输入的作用，一般表示为

$$\boldsymbol{u}_i = \sum_{j=1}^{N} \boldsymbol{H}_{ij} \boldsymbol{y}_j, \quad i = 1, 2, \cdots, N \tag{5.7.2}$$

令

$$\begin{cases} \boldsymbol{c} = [\boldsymbol{c}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{c}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{c}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{y} = [\boldsymbol{y}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{y}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{y}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{u} = [\boldsymbol{u}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{u}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{z} = [\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{z}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{z}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{f} = [\boldsymbol{f}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{f}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{f}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{5.7.3}$$

则整个系统的输入输出关系和关联约束关系可以写成

$$\begin{cases} \boldsymbol{y} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{c}, \boldsymbol{u}, \boldsymbol{z}) \\ \boldsymbol{u} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{y} \end{cases} \tag{5.7.4}$$

式中

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{11} & \boldsymbol{H}_{12} & \cdots & \boldsymbol{H}_{1N} \\ \boldsymbol{H}_{21} & \boldsymbol{H}_{22} & \cdots & \boldsymbol{H}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{H}_{N1} & \boldsymbol{H}_{N2} & \cdots & \boldsymbol{H}_{NN} \end{bmatrix} \tag{5.7.5}$$

称为关联矩阵。它表示输入 $\boldsymbol{u}$ 各分量和输出 $\boldsymbol{y}$ 各分量之间的关联关系，如 $u_{11} = \boldsymbol{H}_{11} y_{11}$。

对于每个子系统，都有一个规定的控制性能指标

$$J_i = E\{Q_i(\boldsymbol{c}_i, \boldsymbol{u}_i, \boldsymbol{y}_i)\}, \quad i = 1, 2, \cdots, N \tag{5.7.6}$$

以及约束条件

$$(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\in CUY_i=\{(\bar{\boldsymbol{c}}_i,\bar{\boldsymbol{u}}_i,\bar{\boldsymbol{y}}_i)\in\mathbb{R}^{r_i}\times\mathbb{R}^{l_i}\times\mathbb{R}^{m_i}:\boldsymbol{g}_i(\bar{\boldsymbol{c}}_i,\bar{\boldsymbol{u}}_i,\bar{\boldsymbol{y}}_i)\leqslant\boldsymbol{0}\}\quad i=1,2,\cdots,N \tag{5.7.7}$$

式中 $\boldsymbol{g}_i$ 是一个向量函数。

为了求得最优控制量 $\boldsymbol{c}_i^*$，$i=1,2,\cdots,N$，需要求解一个大规模随机约束优化问题

$$\min_{c}\sum_{i=1}^{N}J_i=\sum_{i=1}^{N}E\{Q_i(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\}$$

$$\text{s.t.}\begin{cases}\boldsymbol{y}=\boldsymbol{f}(\boldsymbol{c},\boldsymbol{u},\boldsymbol{z})\\ \boldsymbol{u}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{y}\\ (\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\in CUY_i,\quad i=1,2,\cdots,N\end{cases} \tag{5.7.8}$$

一般情况下，这个问题很难求解。

为此，需要对问题进行简化。首先假定扰动项不存在，即把问题化简为确定性问题。其次，可以考虑采用分解—协调的思想分别对各子系统的优化问题进行局部求解，然后进行协调以达到尽可能最优的目的。分解—协调的大系统优化结构如图 5-21 所示。

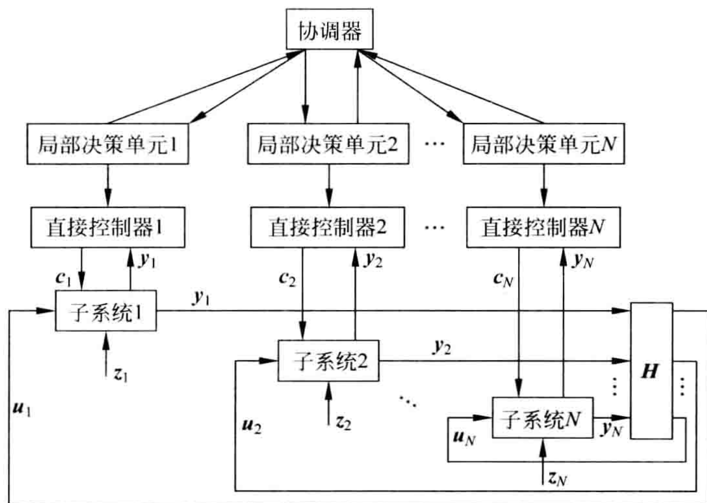


图 5-21　稳态大系统优化结构

先介绍所谓关联预测法，该方法又称为直接协调法或模型协调法。假定各个子系统输出向量 $\boldsymbol{y}_i\in\mathbb{R}^{m_i}$ 给定，从而关联输入 $\boldsymbol{u}_i\in\mathbb{R}^{l_i}$ 也给定。此时每个子系统的优化问题是

$$\boldsymbol{c}_i^*=\arg\min_{\boldsymbol{c}_i}J_i=Q_i(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)$$

$$\text{s.t.}\begin{cases}\boldsymbol{y}_i=\boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i)\\ \boldsymbol{c}_i=\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{y}\\ (\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\in CUY_i\end{cases}\quad i=1,2,\cdots,N \tag{5.7.9}$$

这个问题求解的规模就显著变小。注意，式中 $\boldsymbol{y}=[\boldsymbol{y}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{y}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{y}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 是给定的。显然，这样求得的结果不必是全局最优的，而且所有的 $\boldsymbol{c}_i^*$ 都是协调变量 $\boldsymbol{y}=[\boldsymbol{y}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{y}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{y}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 的函数。为此，各局部决策单元把相应的性能指标 $Q_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{y}),\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}_i)$ 送给上级协调器，而协调器的任务是完成如下优化问题的求解

$$\boldsymbol{y}^* = \arg\min_{\boldsymbol{y}}\sum_{i=1}^{N}Q_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{y}),\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}_i) \tag{5.7.10}$$

这是一个无约束优化问题。

于是，经过反复上下迭代，直到求得最优结果 $\hat{\boldsymbol{c}}^*$。关联预测法的协调机制如图 5-22 所示。

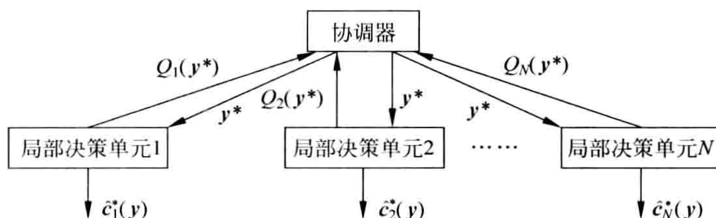


图 5-22　关联预测法的协调机制

再介绍所谓关联平衡法，也称为目标协调法或价格协调法。其中关联约束通过引入拉格朗日(Lagrange)乘子 $\boldsymbol{\lambda}_i$ 作为优化目标函数的一部分而进行解耦。在给定 $\boldsymbol{\lambda}=[\boldsymbol{\lambda}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\lambda}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{\lambda}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 作为协调变量的前提下，局部优化问题是

$$\begin{aligned}&(\boldsymbol{c}_i^*,\boldsymbol{u}_i^*) = \arg\min_{(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i)}L_i = Q_i(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)+\boldsymbol{\lambda}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_i+\sum_{j=1}^{N}\boldsymbol{\lambda}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_{ji}\boldsymbol{y}_i\\&\text{s.t.}\ \begin{cases}\boldsymbol{y}_i=\boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i)\\(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\in CUY_i\end{cases}\quad i=1,2,\cdots,N\end{aligned} \tag{5.7.11}$$

显然，这样求得的结果也不必是全局最优的，而且所有的 $\boldsymbol{c}_i^*$ 都是协调变量 $\boldsymbol{\lambda}=[\boldsymbol{\lambda}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\lambda}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{\lambda}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 的函数。为此，各局部决策单元把相应的结果 $(\boldsymbol{c}_i^*,\boldsymbol{u}_i^*)$ 送给上级协调器，而协调器的任务是完成如下优化问题的求解

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{\lambda}^* = \arg\max_{\boldsymbol{\lambda}}D(\boldsymbol{\lambda}) = \sum_{i=1}^{N}L_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{\lambda}),\boldsymbol{u}_i^*(\boldsymbol{\lambda}),\boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{\lambda}),\boldsymbol{u}_i^*(\boldsymbol{\lambda})),\boldsymbol{\lambda})\\&\text{s.t.}\ \begin{cases}\boldsymbol{y}_i=\boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{\lambda}),\boldsymbol{u}_i^*(\boldsymbol{\lambda}))\\\boldsymbol{u}_i^*=\sum_{j=1}^{N}\boldsymbol{H}_{ij}\boldsymbol{y}_j\\(\boldsymbol{c}_i,\boldsymbol{u}_i,\boldsymbol{y}_i)\in CUY_i\end{cases}\quad i=1,2,\cdots,N\end{aligned} \tag{5.7.12}$$

这个问题的求解实际上是通过如下迭代过程来实现的

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\lambda}_i^{*(k+1)} &= \boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)}+\alpha\left.\frac{\partial D(\boldsymbol{\lambda})}{\partial\boldsymbol{\lambda}}\right|_{\boldsymbol{\lambda}=\boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)}}\\&= \boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)}+\alpha\left[\boldsymbol{u}_i^*(\boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)})-\sum_{j=1}^{N}\boldsymbol{H}_{ij}\boldsymbol{f}_i(\boldsymbol{c}_i^*(\boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)}),\boldsymbol{u}_i^*(\boldsymbol{\lambda}_i^{*(k)}))\right],\quad i=1,2,\cdots,N\end{aligned} \tag{5.7.13}$$

式中 k 是迭代次数；α 是步长因子。关联平衡法的协调机制如图5-23所示。

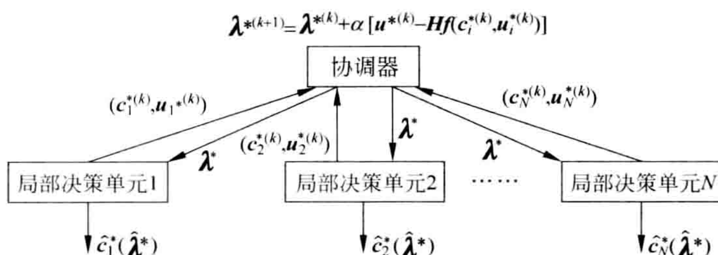


图5-23 关联平衡法的协调机制

大系统理论还有其他方面的内容，不再赘述。应用于合成氨装置的在线稳态优化控制的具体例子，参见8.6.2小节。

5.7.4 决策与决策支持系统

系统工程研究的另一个重要内容是决策理论以及相应的应用系统——决策支持系统。

所谓决策问题，就是在诸多方案中按某种准则选择最优方案的问题。一般情况下，决策问题由以下因素构成：(1)一组决策变量 $\boldsymbol{x}=[\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{x}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\in X$，而 X 是决策变量集合，$\boldsymbol{x}$ 既可以是确定性变量，也可以是随机变量；(2)衡量决策优劣的指标函数(或性能指标)$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})$，$\boldsymbol{J}$ 既可以是标量函数，也可以是向量函数；(3)一组约束条件，包括等式约束 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{0}$ 或不等式约束 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\leqslant\boldsymbol{0}$。按一般形式，决策问题可以表示为

$$\boldsymbol{x}^*=\arg\min_{\boldsymbol{x}}E\{\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})\}$$
$$\text{s.t.}\quad\begin{cases}\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\leqslant\boldsymbol{0}\end{cases}\tag{5.7.14}$$

这是一个非常一般的表达式。对于满足约束的 $\boldsymbol{x}\in X$ 称为可行解；任意满足约束而且使优化的目标函数达到最小的解称为最优解。注意，因为对某个函数求极大，等于对这个函数的负值求极小，所以此处只考虑求极小的问题。

现在分几种情况讨论。

(1) 线性规划问题。此时考虑确定性问题，$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_N]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^n$ 是决策变量，而 $\boldsymbol{c}=[c_1,c_2,\cdots,c_N]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^n$ 是给定的参数，且 $J(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{c}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}$ 是标量线性实函数；约束条件是线性等式约束 $\boldsymbol{Ax}=\boldsymbol{b}$(其中 $\boldsymbol{A}\in\mathbb{R}^{m\times n}$，$\boldsymbol{b}\in\mathbb{R}^m$ 分别是给定的矩阵和向量)，以及有界不等式约束 $0\leqslant x_i\leqslant d_i$，$i=1,2,\cdots,n$($d_i$，$i=1,2,\cdots,n$ 是给定的界)。这样的问题在许多生产规划中都会遇到，常用的求解方法是所谓单纯形法。

(2) 非线性规划问题。此时仍考虑确定性问题，$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_N]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^n$ 仍然是决策变量，而 $J(\boldsymbol{x})=F(\boldsymbol{x})\in\mathbb{R}$ 是标量非线性实函数作为目标函数；约束条件是非

线性等式约束 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})=\mathbf{0}$,以及不等式约束 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\leqslant\mathbf{0}$。这样的问题在许多应用中也会遇到。常用的求解方法是所谓数学规划方法,包括梯度法、共轭梯度法等。

(3) 多目标决策问题。此时仍考虑确定性问题,$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_N]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^n$ 仍然是决策变量,而 $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})\in\mathbb{R}^m$ 是向量非线性函数作为目标函数;约束条件是非线性等式约束 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})=\mathbf{0}$,以及不等式约束 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\leqslant\mathbf{0}$。因为两个向量函数之间不存在全序关系(即不能按大小关系排列),所以这样的问题一般难以定义最优解。如果 $\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}^n$ 满足约束条件,称其为可行解;如果有一个可行解 $\hat{\boldsymbol{x}}\in\mathbb{R}^n$,使得

$$F_j(\hat{\boldsymbol{x}})\leqslant F_j(\boldsymbol{x}),\quad \forall j=1,2,\cdots,m,\quad \forall\,\boldsymbol{x}\text{ 是可行解} \tag{5.7.15}$$

式中 $[F_1,F_2,\cdots,F_m]^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{F}$,则称这样的解是非劣解;进而,对于一个非劣解 $\hat{\boldsymbol{x}}^*\in\mathbb{R}^n$,如果还存在 $j\in\{1,2,\cdots,m\}$,使得

$$F_j(\hat{\boldsymbol{x}}^*)<F_j(\hat{\boldsymbol{x}}),\quad \forall\ \hat{\boldsymbol{x}}\text{ 是非劣解} \tag{5.7.16}$$

则称这样的解是帕雷托(Pareto)最优解。还有其他的决策方法,不再一一讨论。

把决策理论与方法应用于工程实际最有效的途径是为企业建立决策支持系统。所谓决策支持系统,就是应用计算机技术收集、储存、处理与企业经营决策相关的大量数据,并应用决策理论与方法从中获得为决策服务的决策信息供决策者选择和参考。

图 5-24 给出了决策支持系统的结构简图,其中数据库子系统是存储大量有关企业经营决策信息和生产信息的数据库系统,一般情况下都与企业管理信息系统的数据库共享数据,而且还建有专门的数据库如决策案例数据库等。模型库子系统用于存储各种供决策分析的数学模型;而方法库子系统用于存储各种决策方法如模糊推理方法等。

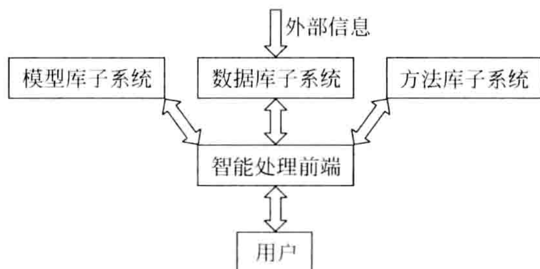


图 5-24　决策支持系统结构简图

关于决策支持系统的研究和开发还处于发展阶段,许多技术还有待完善。此处不再详述。

5.8　小结

本章也是工程控制论近期对控制系统基于状态空间法的设计原则和实验方法的总结,也是自动控制理论的组成部分。

本章从现代控制理论的状态空间模型入手,然后介绍了系统分析的有关内容,

包括系统稳定性、能控性与能观性；进而介绍了系统状态估计的有关内容，包括点估计方法和基本卡尔曼滤波；在此基础上，本章还对系统辨识方法作了论述，但仅仅限于常用的线性系统辨识的内容；然后讨论了有关最优控制，以及自适应控制的相关问题；最后简单地叙述了有关大系统理论与系统工程的一些方面。其中系统辨识所研究的问题就是本书1.21节的黑箱及建立箱内系统的数学模型问题。在本章中研究到机器(控制系统)在随机信号作用下或者随机干扰作用下机器的状态估计、辨识、滤波、自校正调节器等，这些都建立在本书1.21节维纳的《控制论》第2章所建立的统计理论的基础上。本章中的自适应的概念就是从生物进化论所借鉴的：生物进化以适应环境(参见2.3节)。而自校正控制正是从生物的自组织性(1.21节维纳的《控制论》第9章)所借鉴的。它也是维纳预见的自组织机的一种(参见2.13节)。

要在这样有限的篇幅中介绍如此丰富的知识，作者深感撰写难度之大，在内容选择和编排上也颇费思索。尽管如此，仍很难令广大读者普遍满意，只希望能给读者提供有关现代控制理论的一个有参考价值的贯通主线的轮廓，同时也不乏实用的算法和应用技术。

习题

5.1　考虑一个单输入单输出的连续时间线性时不变系统，具有如下传递函数

$$H(s)=\frac{1.65s^4-0.331s^3-576s^2+90.6s+19080}{s^6+0.996s^5+463s^4+97.8s^3+12131s^2+8.11s}$$

请写出相应的规范状态空间模型。

5.2　对于单输入单输出连续时间线性时不变系统的状态空间模型，请验证如下关系式成立

$$Y(s)=Y_{zi}(s)+Y_{zs}(s)=\boldsymbol{C\Phi}(s)\boldsymbol{x}(0)+[\boldsymbol{C\Phi}(s)\boldsymbol{B}+D]U(s)$$

式中$U(s)$、$Y(s)$分别是系统输入和输出的拉普拉斯变换，而$Y_{zi}(s)$和$Y_{zs}(s)$分别是系统零输入响应和零状态响应的拉普拉斯变换。

5.3　给出系统稳定性的概念解释。

5.4　判别如下系统的能控性和能观性

(1) $\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}1&2&3\\1&4&6\\2&1&7\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}1&9\\0&0\\2&0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1&0&0\\2&1&0\end{bmatrix}$

(2) $\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}2&0&0&0\\0&-3&0&0\\0&0&-4&1\\0&0&0&-4\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}2&0\\4&1\\0&0\\1&0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1&4&0&1\\3&7&0&0\end{bmatrix}$

5.5　给定习题5.4(1)的线性系统，以及初始状态和系统噪声分布，试用MATLAB编写卡尔曼滤波程序，以比较不同噪声水平下的滤波效果。

5.6　对习题5.4的系统设计一个自校正调节器，并观测调节效果。

5.7　综述系统工程的概念与应用场合，以及大系统理论产生的背景和应用前景。

参考文献

1. 张爱民. 自动控制原理. 北京：清华大学出版社，2006
2. 韩崇昭，朱洪艳，段战胜等. 多源信息融合. 北京：清华大学出版社，2006
3. 王翼. 现代控制理论. 北京：机械工业出版社，2005
4. 王翼，王秀峰. 现代控制论基础. 北京：高等教育出版社，1995
5. [美]Z. Gajić著，(王立琦，康欣译). 线性动态系统与信号. 西安：西安交通大学出版社，2004
6. 韩崇昭，王月娟，万百五. 随机系统理论. 西安：西安交通大学出版社，1987
7. 梁军，赵勇. 系统工程导论. 北京：化学工业出版社，2005
8. 韩崇昭，张平平. 决策、对策与管理. 北京：新时代出版社，1986
9. 李人厚，邵福庆. 大系统的递阶与分散控制. 西安：西安交通大学出版社，1986

第6章 人工智能方法与技术

6.1 概述

计算机是科学研究中非常重要的工具，已经成为人类生产与生活中不可或缺的要素。许多以前必须由人工来处理的繁琐工作，现在都可以由计算机来完成，这是某种意义上的智力活动自动化。特别是对于那些已知解决步骤的问题求解，例如动态系统仿真、飞行器轨道计算、财务报表生成等，计算机远比熟练的专业人员更加高效、快速和准确。然而，计算机通过图像识别物体的能力、听懂自然语言（如汉语）的能力，可能还远不如一个普通婴幼儿。人工智能的研究目标就是要揭示这样的智力活动是如何完成的。

人工智能差不多已经有50多年的研究历史，1961年美国麻省理工学院的M. 明斯基（Minsky）教授在他题为"Steps towards artificial intelligence（迈向人工智能）"的论文中，第一次正式提出了人工智能（artificial intelligence，AI）这个术语。其实，早在20世纪40年代，控制论的奠基人维纳教授就已经与他的朋友们开始讨论并研究人与动物中的反馈机制，开始了人工智能最初的思考与探索。

尽管几十年过去了，学术界对人工智能的定义还没有统一、固定的说法。根据人工智能研究与发展的情况，可以从两个方面来讨论人工智能的含义。首先，从科学论的角度，可以认为人工智能的目的是致力于理解人类智能的工作机制，并用计算机提供的仿真手段来验证关于智能的理论。其次，从工程应用的角度，人工智能的目标是赋予计算机人类才具有的智力。大多数研究人员采用第二个观点，他们力图使计算机表现出人类的智慧，而不是一步一步地、严格地模仿人类实际的信息处理过程。当然，两种观点不可能完全割裂，关于人类如何求解问题的研究结果，毫无疑问对于开发计算机问题求解技术具有重要的作用。

抛开关于人工智能各种各样的定义，可以从人工智能的研究主题与支撑技术来观察人工智能具体是干什么的。传统上，人工智能主要致力于如下几个问题：(1)定理证明，研究数学定理的自动证明；(2)智力游戏，开发

可以与人类进行博弈的计算机软件系统；(3)机器人学，研究具有人类头、眼、手等功能的智能机器人；(4)机器视觉，使机器可以看得到所处的环境，同时可以理解所看到的东西；(5)自然语言理解，让机器可以理解人类的语言；(6)知识工程，其目标是开发各种咨询系统(称为专家系统)，系统中将储存专家的知识，并自动地对以前不知道的问题给出答案。

本章不打算也不可能包罗人工智能的方方面面，将重点介绍人工智能研究中主要的方法与技术，包括模式识别、专家系统、模糊逻辑、人工神经网络等方面的基本内容。

6.2 模式识别与贝叶斯决策

6.2.1 模式及其识别

识别是人类最基本的智能活动之一。例如，读书看报就是进行文字识别，医生看病就是对患者病情进行识别，在路人中辨认出自己的朋友就是对人体特征进行识别。如何让机器具有这样的能力呢？这就是模式识别研究的基本内容。

为了能让机器具有人类那样的识别能力，首先必须将待识别对象的有用信息输入计算机中。通常用一组数据来表示对象，其实它是关于对象的若干特征的测量值，一般用矢量形式来表示，称为特征矢量。根据特征矢量就可以将对象进行分类，每一个对象类别就称为一个模式类。简单地讲，模式是对客观对象的抽象，它是对客观对象定性或结构性的描述。模式识别(pattern recognition)就是根据研究对象的特征或属性，利用以计算机为中心的机器系统，根据一定的算法与规则自动辨别出对象的类别，即将待辨别模式划分到各自的模式类。

目前，模式识别理论与技术已经成功地应用于众多领域，已经成为人工智能最重要的分支之一。典型的模式识别应用系统有信件自动分检系统、指纹识别系统、遥感图像自动处理系统、故障诊断系统、机器人视觉系统、飞行器敌我识别系统、语音与文字识别系统等。

虽然识别活动是人类的一项基本活动，但也是一项十分复杂的智能活动，要让机器系统具有一定的模式识别能力，涉及许多学科，包括数学、心理学、计算机科学及信号处理等。在不同学科研究者们的共同努力下，已经发展出了许多有效的方法，主要有统计模式识别方法、句法模式识别方法、模糊逻辑方法、神经网络方法、传统人工智能方法等。

6.2.2 模式识别系统

模式识别系统本质上是一个信息处理系统，典型结构如图 6-1 所示。其中，传感器部分将真实对象转换为一定的电信号，最终转换为计算机可以处理的数字信号，

它模拟人类的感知功能。例如在机器人视觉系统中,传感器部分通常为数字照相机或摄像机,由此获得观察对象的数字图像。由传感器获得的信号一般不可避免地有噪声、畸变,在进一步处理前需要进行一定的预处理。在机器人视觉、指纹识别等系统中,预处理一般包括滤波、平滑、增强、去污等。在有的模式识别系统中,例如卫星遥感图像自动处理系统中,预处理工作量非常大、预处理算法也十分复杂。特征选择与特征提取、决策规则部分是模式识别的核心,下面另述。系统的输出是关于系统的描述,即最后的分类结果。

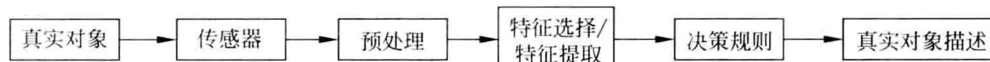


图 6-1 典型模式识别系统结构

一个功能强大的模式识别系统通常具有一定的学习功能,即根据训练数据(样本)修改、调整、完善自身的结构或参数。

6.2.3 特征提取与特征选择

客观对象的特征一般可以分为三类,即物理特征、结构特征和数学特征。人类通常是利用物理特征或结构特征来识别对象,因为这样的特征与人类的视觉、触觉等感觉器官对外界的感知相符合。但对于机器系统来讲,数学特征是最方便与最有效的。常用的数学特征有统计平均、相关系数、协方差矩阵等。

客观对象通常具有许多不同的特征,特征提取就是对客观对象本质的和重要的特征或属性进行量测,并将结果数值化,或将对象分解并符号化,形成特征矢量或符号串、关系图。显然,特征提取获得的可能是对象原始特征的某种组合,有时把特征提取中获得的特征称为二次特征。特征提取最常用的方法是主成分分析法(PCA)等。

特征选择的任务是从一组特征中选出一些最有效的特征,从而达到降低特征空间维数并提高分类性能的目的。最简单的特征选择方法是根据专家知识挑选出对分类最有影响的特征,其他方法包括各种搜索算法、仿生算法、数据挖掘方法等。

特征选择可以在特征提取前进行,也可以在获得二次特征的基础上进行。

6.2.4 分类问题

分类是模式识别系统中的核心任务,其目的就是根据一定决策规则确定研究对象的正确类别。所以,模式识别系统有时就称为分类器。假设通过特征选择与特征提取获得的特征矢量为 $\boldsymbol{x}$,即 $\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_n]^{\mathrm{T}}$,其中 n 为特征空间的维数。那么,如下方程

$$d(\boldsymbol{x})=0 \tag{6.2.1}$$

把特征空间分为两部分。如果研究的对象仅有2个类型,分别用ω_1、ω_2来表示,那么

$$\begin{aligned}&\text{if } d(\boldsymbol{x})>0, \quad \text{then } \boldsymbol{x}\in\omega_1\\&\text{if } d(\boldsymbol{x})<0, \quad \text{then } \boldsymbol{x}\in\omega_2\end{aligned} \tag{6.2.2}$$

就完成了对特征空间的2划分,即把特征空间分为了两部分,可以对每个特征矢量(样本)进行分类判决。函数$d(\boldsymbol{x})$称为决策函数或判决函数,式(6.2.2)称为决策规则或判决规则。$d(\boldsymbol{x})=0$称为决策面方程,在2维特征空间中蜕化为一条直线或曲线,在3维以上特征空间中是一个超曲面。

最基本也是最重要的决策函数是线性的,一般可表达为

$$d(\boldsymbol{x}) = w_0 + w_1x_1 + w_2x_2 + \cdots + w_nx_n \tag{6.2.3}$$

此时决策面为n维特征空间中的超平面。当两个模式可以在特征空间中用超平面区分时,则称为线性可分的。

根据已经知道分类的样本,采用一定的算法调整或修改式(6.2.3)中的w_i,使得可以对未知分类的样本进行正确的分类,就属于模式识别系统中的学习或训练问题。

6.2.5 贝叶斯决策

对于模式识别问题,目前最主要的方法是统计模式识别。贝叶斯决策理论(Bayesian decision theory)是统计模式识别中的核心理论,它从概率统计的角度来研究模式的最优分类问题。贝叶斯决策理论中,一般假设要决策分类的模式类别数是已知的,同时认为各模式类的一些统计特性也已预先知道。

设$\{\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_c\}$是$c$个状态集(模式类),并以$\{a_1,a_2,\cdots,a_n\}$表示$n$个可能的决策。每个决策都会产生一定的代价或损失,当状态为ω_j的情况下决策a_i产生的损失用$\lambda(a_i|\omega_j)$来表示。另外,设$\boldsymbol{x}$为d维随机的特征矢量,并以$p(\boldsymbol{x}|\omega_j)$表示真实状态为$\omega_j$情况下$\boldsymbol{x}$出现的条件概率密度函数。同时,设状态$\omega_j$出现的验前概率为$P(\omega_j)$(经常也称先验概率)。那么,根据概率论中的贝叶斯公式,可得验后概率(经常也称后验概率)如下

$$P(\omega_j \mid \boldsymbol{x}) = \frac{p(\boldsymbol{x} \mid \omega_j)P(\omega_j)}{p(\boldsymbol{x})} \tag{6.2.4}$$

式中

$$p(\boldsymbol{x}) = \sum_{j=1}^{c} p(\boldsymbol{x} \mid \omega_j)P(\omega_j) \tag{6.2.5}$$

对于观察到的$\boldsymbol{x}$,对应决策a_i的期望损失为

$$R(a_i \mid \boldsymbol{x}) = \sum_{j=1}^{c}\lambda(a_i \mid \omega_j)P(\omega_j \mid \boldsymbol{x}) \tag{6.2.6}$$

按照决策论中术语,$R(a_i|\boldsymbol{x})$称为条件风险,而总的期望损失称为风险。如果对于任何观察到的$\boldsymbol{x}$,都选择合适的决策使条件风险最小,那么就可以使总的期望损失最小。该过程就称为**贝叶斯决策**过程,也叫最小风险决策。

最小风险决策可以规范化地表述为:对于给定的$P(\omega_j)$,寻找决策规则使得总

的风险最小。一般的决策规则是一个函数或映射 $a(\boldsymbol{x})$，它把每个可能的观察结果对应到合适的决策。这样，总的风险就可以表达为

$$R=\int R(a(\boldsymbol{x}) \mid \boldsymbol{x}) p(\boldsymbol{x}) \mathrm{d} \boldsymbol{x} \tag{6.2.7}$$

式中的积分区域为整个特征空间。显然，如果决策规则 $a(\boldsymbol{x})$ 的选取是使 $R(a_i(\boldsymbol{x})|\boldsymbol{x})$ 尽可能地小(对所有可能的 $\boldsymbol{x}$)，那么总的风险就将最小。这正是贝叶斯决策的出发点。

贝叶斯决策规则可以表达为：为极小化总的风险，计算所有的条件风险 $R(a_i|\boldsymbol{x})$ $(i=1,2,\cdots,n)$，然后选择 $R(a_i|\boldsymbol{x})$ 中最小者对应的 a_i 作为决策。由此获得的最小风险称为**贝叶斯风险**，记为 R^*，这是可能获得的最佳性能。

上面讨论的是一般性决策问题。对于模式分类问题，一般采用**判别函数**(discriminant function) $g_i(\boldsymbol{x})$ $(i=1,2,\cdots,c)$ 来描述分类器。分类器可表示为：如果 $g_i(\boldsymbol{x})>g_j(\boldsymbol{x})$ $(\forall j\neq i)$，那么特征矢量 $\boldsymbol{x}$ 属于 ω_i 类。分类器可以视为一个网络或一个机器，它计算判别函数，并输出判别函数最大者对应的类别。显然，对于最小风险决策分类器，可以取 $g_i(\boldsymbol{x})=-R(a_i|\boldsymbol{x})$。然而，一个分类器可以有不同的判别函数，但完成的决策规则是等价的。如果 $g_i(\boldsymbol{x})>g_j(\boldsymbol{x})$ $(\forall j\neq i)$ 确定的特征矢量 $\boldsymbol{x}$ 取值区域为 $\mathfrak{R}_i$(称为决策域)，那么分类器或所有决策规则的作用就是把特征空间化为 c 个决策域 $\{\mathfrak{R}_1,\mathfrak{R}_2,\cdots,\mathfrak{R}_c\}$，决策域的边界称为决策边界。如果决策边界为平面或超平面时，称为决策面。

对于2类分类问题，如果决策 a_1 表示将状态判入 ω_1，决策 a_2 表示将状态判入 ω_2，那么对应的条件风险为

$$\begin{aligned}
R(a_1 \mid \boldsymbol{x}) &= \lambda(a_1 \mid \omega_1) P(\omega_1 \mid \boldsymbol{x}) + \lambda(a_1 \mid \omega_2) P(\omega_2 \mid \boldsymbol{x}) \\
R(a_2 \mid \boldsymbol{x}) &= \lambda(a_2 \mid \omega_1) P(\omega_1 \mid \boldsymbol{x}) + \lambda(a_2 \mid \omega_2) P(\omega_2 \mid \boldsymbol{x})
\end{aligned} \tag{6.2.8}$$

可以用许多方式来表示最小风险决策规则，各有自己的优点。基本的规则是：如果 $R(a_1|\boldsymbol{x})<R(a_2|\boldsymbol{x})$，那么选择决策 a_1。也可以用验后概率来表示，即如果

$$[\lambda(a_2 \mid \omega_1)-\lambda(a_1 \mid \omega_1)] P(\omega_1 \mid \boldsymbol{x}) > [\lambda(a_1 \mid \omega_2)-\lambda(a_2 \mid \omega_2)] P(\omega_2 \mid \boldsymbol{x}) \tag{6.2.9}$$

那么选择决策 a_1。上式的等价形式为

$$[\lambda(a_2 \mid \omega_1)-\lambda(a_1 \mid \omega_1)] p(\boldsymbol{x} \mid \omega_1) P(\omega_1) > [\lambda(a_1 \mid \omega_2)-\lambda(a_2 \mid \omega_2)] p(\boldsymbol{x} \mid \omega_2) P(\omega_2) \tag{6.2.10}$$

一般来说，$\lambda(a_2|\omega_1)>\lambda(a_1|\omega_1)$，$\lambda(a_1|\omega_2)>\lambda(a_2|\omega_2)$。上述决策规则可进一步地化为：如果

$$\frac{p(\boldsymbol{x} \mid \omega_1)}{p(\boldsymbol{x} \mid \omega_2)} > \frac{\lambda(a_1 \mid \omega_2)-\lambda(a_2 \mid \omega_2)}{\lambda(a_2 \mid \omega_1)-\lambda(a_1 \mid \omega_1)} \frac{P(\omega_2)}{P(\omega_1)} \tag{6.2.11}$$

那么选择决策 a_1，否则选择决策 a_2。上式左端称为似然比(likelihood ratio)，而右端表述的阈值和 $\boldsymbol{x}$ 无关。

在分类问题中，每个状态通常都和 c 个状态类之一相关联，决策 a_i 一般解释为真实状态属于 ω_i。如果选择了决策 a_i，而真实状态属于 ω_j，那么 $i=j$ 时决策是对的，

而 $i \neq j$ 时决策则是错的。为了避免错误，自然希望建立的决策规则最小化错误出现的概率。错误出现的概率简称为错误率。

此时的损失函数一般取为 0-1 形式，即

$$\lambda(a_i \mid \omega_j) = \begin{cases} 0 & i = j \\ 1 & i \neq j \end{cases} \quad i,j = 1,2,\cdots,c \tag{6.2.12}$$

由此可知，对应的条件风险为

$$R(a_i \mid \boldsymbol{x}) = \sum_{j=1}^{c} \lambda(a_i \mid \omega_j) P(\omega_j \mid \boldsymbol{x}) = \sum_{j \neq i} P(\omega_j \mid \boldsymbol{x}) = 1 - P(\omega_i \mid \boldsymbol{x}) \tag{6.2.13}$$

因此，根据贝叶斯决策规则可以建立最小错误率决策规则如下

$$\text{如果 } P(\omega_i \mid \boldsymbol{x}) > P(\omega_j \mid \boldsymbol{x}) (\forall j \neq i) \quad \text{那么选择决策 } a_i \tag{6.2.14}$$

输入空间中，a_i 确定的区域就是决策域 $\Re_i$，该区域不一定是单连通的。对应的判别函数可以取不同的形式，例如

$$g_i(\boldsymbol{x}) = P(\omega_i \mid \boldsymbol{x}) = \frac{p(\boldsymbol{x} \mid \omega_i) P(\omega_i)}{p(\boldsymbol{x})} \tag{6.2.15}$$

$$g_i(\boldsymbol{x}) = p(\boldsymbol{x} \mid \omega_i) P(\omega_i) \tag{6.2.16}$$

$$g_i(\boldsymbol{x}) = \ln p(\boldsymbol{x} \mid \omega_i) + \ln P(\omega_i) \tag{6.2.17}$$

如果 $p(\boldsymbol{x}|\omega_i)$ 服从正态分布，即 $p(\boldsymbol{x}|\omega_i) \sim N(\boldsymbol{\mu}_i, \Sigma_i)$，那么由式(6.2.17)可得

$$g_i(\boldsymbol{x}) = -\frac{1}{2}(\boldsymbol{x} - \boldsymbol{\mu}_i)^{\mathrm{T}} \Sigma_i^{-1} (\boldsymbol{x} - \boldsymbol{\mu}_i) - \frac{1}{2} \ln |\Sigma_i| + \ln P(\omega_i) \tag{6.2.18}$$

如果 $\Sigma_i = \sigma^2 I$，那么判别函数可以简化为

$$g_i(\boldsymbol{x}) = -\frac{1}{2\sigma^2} [\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{x} - 2\boldsymbol{\mu}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{\mu}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\mu}_i] + \ln P(\omega_i) \tag{6.2.19}$$

考虑到 $\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{x}$ 是所有判别函数共有的，因此可以进一步简化为

$$g_i(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{w}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{x} + w_{i0} \tag{6.2.20}$$

式中 $\boldsymbol{w}_i = \frac{1}{\sigma^2} \boldsymbol{\mu}_i$，$w_{i0} = -\frac{1}{2\sigma^2} \boldsymbol{\mu}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\mu}_i + \ln P(\omega_i)$。式(6.2.20)形式的判别函数称为**线性判别函数**，采用线性判别函数的分类器也称为线性机。不难发现，只要 $\Sigma_i = \Sigma$，判别函数式(6.2.18)就可以化为式(6.2.20)形式的线性判别函数。

任何分类器都可能存在错分，可以用错分概率 $P(e)$ 来度量。例如对于 2 类分类问题，容易看出

$$\begin{aligned} P(e) &= P(\boldsymbol{x} \in \Re_2, \omega_1) + P(\boldsymbol{x} \in \Re_1, \omega_2) \\ &= \int_{\Re_2} p(\boldsymbol{x} \mid \omega_1) P(\omega_1) \mathrm{d}\boldsymbol{x} + \int_{\Re_1} p(\boldsymbol{x} \mid \omega_2) P(\omega_2) \mathrm{d}\boldsymbol{x} \end{aligned} \tag{6.2.21}$$

对于多类问题，出错的机会将增加，此时计算正确分类的概率 $P(c)$ 更加方便。显然

$$P(c) = \sum_{i=1}^{c} P(\boldsymbol{x} \in \Re_i, \omega_i) = \sum_{i=1}^{c} \int_{\Re_i} p(\boldsymbol{x} \mid \omega_i) P(\omega_i) \mathrm{d}\boldsymbol{x} \tag{6.2.22}$$

一般来说，计算 $P(e)$ 或 $P(c)$ 都比较困难。在条件概率服从正态分布的情况下，

可以估计出 $P(e)$的上界。

顺便说明,有时候验前概率 $P(\omega_j)$可能不完全确定,或者在很大范围内变化。此时,如果设计分类器使得所有可能的验前概率下最差的总体风险尽可能地小,即极小化最大可能的总体风险,显然是比较合理的方法。该方法称为最小-最大决策。

从上述讨论可以看出,要想设计最优的分类器,需要知道验前概率 $P(\omega_j)$和验后概率密度 $p(\boldsymbol{x}|\omega_j)$。然而,一般来说这些知识是不完全确知的。因此,需要有根据输入样本估计这些统计知识的方法。当知道统计分布的具体形式时,问题化为参数估计问题。在统计模式识别中,主要采用极大似然与贝叶斯参数估计方法来估计概率密度中的参数。如果连分布的具体形式都不知道,那么就只有采用非参数方法了。模式识别中,常用的非参数方法是根据输入样本直接估计 $p(\boldsymbol{x}|\omega_j)$,如果估计结果是满意的,那么就作为分类器设计中的密度函数。另外一种常用的方法是直接估计验后概率 $P(\omega_j|\boldsymbol{x})$,这和模式识别中的最邻近法等非参数设计方法非常相近。模式识别中的非参数设计方法不进行统计估计,而直接设计决策函数。

6.3 专家系统与知识推理

6.3.1 专家系统的特征

专家系统(expert system)是一个基于知识的程序,它可以对特定领域的问题给出"专家水平"的解答。一般地,专家系统的知识是从专业领域的专家那里提取而来的,它力图模仿专家们的方法与表现。如同人类专家,专家系统仅擅长于很窄的一类问题。和人一样,专家系统的知识有理论知识与实践知识,但都是被经验证明了的。然而,现有专家系统与人不同,它们不能在实践中学习知识,所有的知识都必须来自设计人员。用形式化语言进行知识编码是专家系统设计人员的主要工作。

专家系统与认知建模程序不同,后者力图详细模拟人类的智力结构。专家系统既不是人脑结构的复制,也不是一般智能机制的复制,而是实用的计算机程序,其中采用了人类解决特定问题时发展起来的启发式策略。

专家系统有三大特征。

第一个特征为专家系统运行过程是开放的。用户可以随时检查程序的推理状态,并确定程序正在进行的特定选择与决策。这是非常希望的性质,有好几方面的原因。首先,如果一个专家,例如一个医生或工程师,要采纳计算机给出的建议,他必须认为这个方案是正确的。事实上,对于一个建议,在没有理解建议理由的情况下,人们都不太会采纳。这就需要对答案进行解释,从而消除可能的猜疑。通过解释,人们可以将建议与他们对问题的理解联系起来,应用起来也将更加有信心、更灵活。其次,如果中间过程是开放的,就可以评估其中每步决策的合理性。当不完全认可其合理性时,可以添加新的信息或新的规则,从而改善最后的性能。这对于完善知识库具有非常重要的作用。

易于修改是专家系统的第二个特征，包括从知识库中增加或删除条目。这一点是由 AI 编程语言与开发环境、设计人员良好的编程方法提供的。例如，在基于规则的专家系统中，修改一条单独的规则不会有大范围的语法负效应，可以增加或删除规则而不需要对程序进行进一步的修改。专家系统设计人员已经认识到，容易修改知识库是成功开发专家系统的重要因素。

专家系统的第三个特征是采用启发式问题求解方法。专家系统设计人员已经发现，不规范的小窍门、经验法则经常远比教科书或课堂上的标准理论更重要，它们有时会扩展理论知识，有时是解决问题的捷径。

专家系统已经广泛应用于医学、数学、工程、化学、地理学、计算机科学、商业、法律、国防以及教育等领域。不同领域的专家系统所要处理的问题可能完全不同，以下是一个简单的分类：(1)解释——从搜集到的原始数据中形成高级的结论或描述；(2)预测——由已知的情况推断可能的结果；(3)诊断——基于观察到的征兆推断系统的故障；(4)设计——在相关的约束条件下，确定系统部件的构造以满足一定的性能目标；(5)规划——在一定的初始条件下，选择合适的行动方案以达到若干目标；(6)监视——将观察到的系统行为与其期望行为进行比较；(7)调试与修复——针对故障，给出解决办法并实现之；(8)教学——检测并矫正学生对学习内容理解的偏差；(9)控制——支配复杂系统的行为。

一般而言，如果问题是可以用符号推理方法解决的、问题域是良好结构化的、不要求常识推理，另外当传统计算方法无能为力时，那么可以考虑使用专家系统。

6.3.2 专家系统的结构

专家系统有许多可能的结构，最典型的是基于规则的专家系统，如图 6-2 所示。用户通过用户接口与专家系统交互，这便于用户使用，并隐藏了系统复杂性(例如规则库的内部结构等)。用户接口有好几种可能的形式，包括问答型、菜单驱动型、自然语言型以及图形界面型。系统必须跟踪案例数据，包括所考虑案例的事实、结论及相关信息，它们与知识库是分开的。解释子系统为用户提供推理说明，包括产生结论的理由、系统需要特别数据的原因。在有些实验系统中，还包括指南说明或关于系统行为的深层次理由。许多专家系统还包括知识库编辑器，它可以读取解释子系统并帮助程序员定位系统中的缺陷，同时辅助知识添加、维护规则语法的正确性，另外还可以进行更新后知识库的一致性检查。

专家系统的心脏是知识库，它包括求解问题需要的知识。图 6-2 中的通用知识库表示面向特定问题的专家系统的一般性知识，而非指人类的通用知识。在基于规则的专家系统中，知识以“if…then…”规则的形式表达。

推理机运用知识求解实际问题，它是知识库的解释器。在基于规则的专家系统中，推理机实现“识别—动作”控制循环。控制循环过程与规则本身是分开的。保持推理机与知识库分开非常重要，例如可以在不同系统中使用相同的控制与接口软

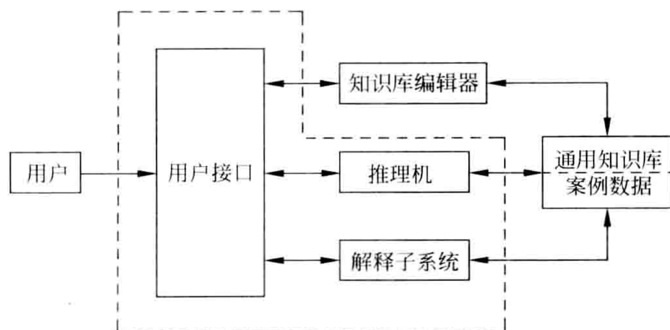


图 6-2　典型专家系统结构

件。不含知识库部分的软件称为专家系统外壳,如图 6-2 中虚框部分。根据需要,程序员可以很容易地用“空壳”开发出一个新的专家系统,只要添加合适的知识库就可以了,可以大大地节省时间和经费。

当然,专家系统外壳并非完全通用的。例如,不同问题常需要不同的推理过程,有的是目标驱动的,而有的则是数据驱动的,外壳提供的控制策略需要与具体应用相适应。

6.3.3　知识表示方法

知识是人工智能应用的基础,专家系统中的知识库就是特定问题相关知识的集合。如何有效地对人类知识进行表示,便于计算机储存、操作、利用,无疑是人工智能研究中非常基础的问题。目前已经发展出了许多种知识表示(knowledge representation)方法,它们或简或繁,都有一定的应用领域。针对特定的问题,需要选择合适的知识表达方法,从而可以使问题求解的复杂性降低。本小节将讨论四种主要的知识表达方法,它们是许多成功 AI 应用的基础。实际上,下面将要讨论的知识表达方法都是传统数据处理系统中若干数据结构的扩展。

1. 谓词演算

谓词演算(predicate calculus)是一种形式逻辑,是在命题演算(propositional calculus)基础上发展起来的。事实上,形式逻辑是人工智能中最先采用的知识表达方法,命题演算和谓词演算是用得最多的逻辑系统,是 PROLOG① 的基础。

逻辑中最基本的概念是真假判断,一个命题要么为“真(true)”,要么为“假(false)”。在真假判断基础上,命题演算增加了若干逻辑关系运算。常用的逻辑运算如下:

(1)“与”,常用符号“$\wedge$”或“&”表示;

---

① 20世纪70年代早期法国马赛大学开发的人工智能语言,是最著名的逻辑编程语言,获得了广泛应用。

(2) "或",常用符号"$\vee$"表示;

(3) "非",常用符号"$\sim$"表示;

(4) "蕴含",常用符号"$\rightarrow$"或"$>$"表示;

(5) "等价",常用符号"$=$"或"$\leftrightarrow$"表示。

这些逻辑关系运算的真值表如表 6-1 所示,其中 p 与 q 表示两个命题,T 与 F 分别表示真与假。

表 6-1 逻辑运算真值表

p	q	$p \wedge q$	$p \vee q$	$p \rightarrow q$	$\sim p$	$p \leftrightarrow q$
T	T	T	T	T	F	T
T	F	F	T	F	F	F
F	T	F	T	F	T	F
F	F	F	F	T	T	T

以下将仿照 LISP[①] 风格来表达逻辑命题与运算,即逻辑运算符先出现,后跟逻辑命题,而整个逻辑表达式用圆括号括起来。例如,(**and** ***p q***)表示 $p \wedge q$,(**or** ***p q***)表示 $p \vee q$,(**not** ***p***)表示$\sim p$,(**implies** ***p q***)表示 $p \rightarrow q$,(**equ** ***p q***)表示 $p \leftrightarrow q$,等等。

命题演算,又称命题逻辑,其基本单元是命题语句。命题逻辑中,最著名的推理称为假言推理(modus ponens),即如果已知两条语句 $\boldsymbol{p}$ 与 $\boldsymbol{p \rightarrow q}$ 为真,那么就可以推断语句 $\boldsymbol{q}$ 为真。

谓词演算是命题逻辑的扩展,引入了称为"谓词(predicate)"的描述,丰富了命题逻辑的表达能力。一个谓词作用于一定数目的变量,并具有或真或假的取值。例如具有两个变量 object 与 value 的谓词 color,可以写为(color object value),也可以写为 color(object,value)。进一步地,对于谓词(color block red),当 block 具有 red 色时,那么该谓词为真。

谓词可以参与逻辑运算。例如

(or (color block red)(color block yellow))

表示当 block 具有 red 色或 yellow 色时,上式为真。再例如

(implies (material block iron)(heavy block))

表示如果 block 的制成材料是 iron(铁)时,那么 block 是重的(heavy)。

谓词演算引入的另外一个强大功能是关于数量的描述,一是表达"对所有的(for all)",用符号"$\forall$"表示;一是表达"存在至少一个(there exists)",用符号"$\exists$"表达。这两个符号其实是数学中的常用符号,所表达的意义是一样的。例如

($\forall$ X (implies (in X box) (color X red)))

---

① 麻省理工学院 J. 麦卡锡(McCarthy)教授在 20 世纪 50 年代末编写的一种人工智能编程语言,擅长于符号处理,目前有许多改进版本,获得了广泛应用。

该谓词表示：对于任意的 X，如果 X 在盒子(box)中，那么 X 的颜色是红的(red)。这里用大写字母表示可变量(例如 X)，而用小写字母表示常量(例如 box，red)。类似地，如下谓词

(∃X (and (in X box) (color X red)))

表示 X 至少有一个取值存在，使得它既在盒子(box)中又是红色(red)的(即两者同时为真)。

在谓词逻辑中引入函数(function)的概念，则得到所谓的一阶谓词逻辑。在一阶谓词逻辑中，函数与谓词一样，具有固定数目的自变量。但与谓词不同，函数表达式不仅具有"真(true)"或"假(false)"的取值，而且当函数为"真"时还返回与自变量有关的对象。函数的每一个自变量可以是变量、常数，也可以是其他函数。事实上，函数可以将自身作为自己的自变量，这就是所谓的递归调用。例如，如下定义的函数

(father (father(john)))

将是 John 的祖父(父亲的父亲)。

注意，在一阶谓词逻辑中"∀"与"∃"算符不能作用于谓词或函数。

基于一阶谓词逻辑的知识表示，有许多显著的优点：(1)以自然的方式表达有关问题的知识；(2)表示方法精确，不会出现歧义；(3)以单一的方式表示特殊的事实，而不用考虑其可能的使用，比较灵活；(4)是一种模块化的表示方法。主要缺点有：(1)不便于用户对问题求解过程的控制；(2)不能表达不确定性的和近似的关系。

2. 产生式规则

产生式规则(production rules)又称为"if-then"规则、条件—行动规则，有时就简称为产生式。在人们力图建立人类认知过程模型时，就开始了产生式规则的研究，产生式规则的匹配对应于神经元的激活。研究表明，任何可计算过程都可以用产生式系统来模拟。

表面上，产生式规则类似于谓词演算中的蕴含语句，可以统一表示为"if…，then…"形式。不同的产生式系统其实际的句法可以不一样，但典型的句法如下

```
(rule <name>        //规则名称
    (if <trigger fact 1>       //<触发 事实 1>
        <trigger fact 2>
          …
        <trigger fact n>)
    (then <conclusion fact 1, or action 1 >       //<结论 事实 1,或 行动 1>
          <conclusion fact 2, or action 2 >
            …
          <conclusion fact n, or action n >))
```

其中"//"后面为说明。每条这样的规则大致可以认为是一个知识块(chunk of knowledge)。

产生式知识表示方法优点有：(1)模块化——增加、改变或删除产生式规则不依赖于其他规则，而且系统不依赖于规则的顺序；(2)一致性——产生式规则为规则库中的知识提供了一致的结构，使得信息便于第三方理解；(3)自然性——产生式规则为表达某些知识提供了良好的句法结构，接近于人类专家平时对工作的描述。缺点有两方面：(1)效率低——产生式规则系统运行时会占用很多资源，响应慢；(2)不透明——通常较难跟踪控制流程，算法的意义不太透明。

3. 框架与脚本

基于纯逻辑和产生式规则的知识表达方法，共同的缺点是效率较低。特别是随着事实和规则数量的增加，系统在推理时的时间将以指数速度增加。对于复杂系统，需要有更有效的知识组织和结构化方法。框架方法是明斯基在 1975 年最早提出来的方法，当时是作为理解视觉感知、自然语言对话等复杂行为的工具与基础。R. C. 香克(Schank)和 R. P. 阿伯尔逊(Abelson)于 1977 年开发能够写故事与新闻报告的系统时，设计了知识的脚本(类似框架式的结构)表示方法。

框架方法不排斥逻辑语句或产生式规则，而是将它们与数据和传统程序的过程有机地组织在相互关联的框架内。框架方法中，关键特征是引入了“槽(slot)”与“链(link)”的概念。槽是框架放知识的地方，构成了框架的属性。一个框架的槽可以填充有值，也可以是空的或者仅有部分信息。链是一种特殊的槽，它指示了框架之间的单向关系。例如，描述“椅子”的框架就应该具有一个槽，该槽的值是指向描述“家具”框架的指针，即指向“家具”框架的单向链。如果在“椅子”框架中没有找到需要的信息(例如为空槽)，那么可以检测“家具”框架。因为椅子是一种家具，除非出现意外，当然认为椅子应该继承家具的属性。

考虑如下例子：

```
(henry (ako (value (man)))
       (height (value (175)))
       (weight(value (75)))
       (hobbies(value (jogging)(skiing))))
```

上面表示的是一个叫“henry”的框架，具有“height”、“weight”和“hobbies”三个属性槽，每个槽可以有多个值(value)。其中，有一个特别的槽“ako”(代表 *a kind of*)，表示该框架的链，其值指向了称为“man”的框架，表明 Henry 是一个男人(man)，也就是说，框架“henry”继承了框架“man”所有的属性。换言之，框架“henry”将框架“man”所有的属性作为自己的缺省值(默认值)。上述框架表达的直接含义为：Henry 是一个男人，身高 175cm，体重 75kg，喜欢慢跑与滑雪。如果希望知道 Henry 有几只手、几条腿，首先在框架“henry”中查找这些信息。如果在该框架中没有找到需要的信息，链槽“*ako*”表明可以到框架“man”去试试，那里可能包括有男人一般具有几只手、几条腿的信息。如果 Henry 是一个非典型的男人，那么可以在框架“henry”增加有关的特别信息(例如 *three arm*)。可以根据需要另外增加其他的链。

除了“*ako*”链，表示继承的链还有“*isa*”和“*specialization-of*”。

知识的框架表示自然地具有递阶结构，槽将框架联系起来成为框架组。槽本身可以是框架，也可以为槽间共享。显然，设计一个基于框架的知识表示方案不是一件简单的任务。框架与脚本通过将知识组织为相互关联的框架，并运用槽、链等机制，可以比较高效地解决问题、达到目标。当然，系统性能对框架的组织与结构非常敏感，要想获得比纯逻辑系统或产生式系统明显的性能改善，需要投入更多的时间和精力。

4. 语义网络

语义网络(semantic network)是另外一种知识表达方法。比起仅仅罗列出产生式规则或谓词语句的方法而言，语义网络的结构性更好。如同框架与脚本方法，语义网络要求把知识块按对象、概念或场合进行分组。在语义网络中，用节点(node)表示对象、概念或场合等，而用单向弧(arc)把节点连接起来。作图时，节点用圆点、圆圈或小方块表示，连接弧用箭头表示。

在有些方面，语义网络有点像基于框架的系统：节点类似于框架，连接弧类似于框架中的连接槽。然而，由于图形化表示的特性，语义网络更多地强调对象、概念与场景之间的相互关系，而不太强调对象、概念与场景所附的详细知识结构。

6.3.4 知识推理

专家系统必须拥有大量的专门知识，而且还要具有选择和运用知识的能力。在专家系统中，选择并运用知识表现为知识推理。推理是根据一定的原则(公理或规则)从已知的事实(或判断)推出新的事实(或另外的判断)的过程，其中推理所依据的事实叫做前提(或条件)，由前提所推出的新事实叫做结论。专家系统中的推理是以知识库中的已有知识为根据，是一种基于知识的推理。专家系统中实现知识推理功能的模块即为推理机，它与知识库一起构成专家系统的核心。

推理主要有演绎推理与归纳推理两种基本形式。演绎推理是从具有一般性的原理、原则中推出关于个别事物的结论，其推理过程是由一般到个别。演绎推理的结论，在原则上不超出前提的范围，与前提的联系是必然的。只要前提真实，推理形式正确，则结论一定是可靠的。演绎推理的核心是三段论，它由两个前提和一个结论组成，可以简单表示为

$$\begin{array}{l} \mathrm{C}_1:\text{if } A,\text{then } B \\ \underline{\mathrm{C}_2:a \in A} \\ \mathrm{R}:a \in B \end{array} \tag{6.3.1}$$

式中 C_1 为大前提，C_2 为小前提，R 是结论。

归纳推理是从一般性较小的前提推出一般性较大的结论，其推理过程是由个别到一般。归纳推理的前提是个别的、特殊的知识，结论一般都超出前提的范围。归

纳推理的前提和结论的联系在很多情况下不是必然的，其结论有的是确实可靠的，但有的却带有或然性。归纳推理一般能产生新的知识。

专家系统中一般采用基于专门知识的演绎推理，它以利用已知知识为前提。专家系统的推理方式和控制策略在很大程度上依赖于知识的表示方法，不同的知识表示方法所要求的推理策略和推理方式可能完全不同。如 6.3.3 小节介绍的那样，不同的知识表示方法有不同的特征，因此专家系统中的推理可分为基于谓词演算的推理、基于规则的推理、基于框架的推理以及基于语义网络的推理等。

在产生式专家系统中，知识是以产生式规则的形式来表达的，推理机控制整个问题的求解过程。它负责把规则的条件部分与案例数据库的内容进行匹配，如果匹配成功，推理机根据动作部分的描述去修改案例数据库的内容。具体地说，推理机根据案例数据库的当前信息，决定在当前状态下能够匹配的所有规则（称为触发规则），从这些被触发的规则中选择一条规则（称为启用规则），根据启用规则的动作部分修改案例数据库。经修改的案例数据库又可以触发新的规则，问题求解从而进行到下一个状态，如此反复循环，以实现问题的最终求解。一般与案例数据库匹配的规则可能不止一条，需要推理机采用一定的控制策略选择启用合适的规则，这一过程称为冲突消解。推理的过程即为“匹配—冲突消解—动作”这样一个周而复始的过程，直至解决问题为止。冲突消解策略是产生式专家系统中知识推理的主要问题之一。

在基于框架的系统中，主要有三种推理方法：(1)继承推理——在框架网络中，各框架通过表示继承的链构成继承关系。如果没有特别说明，子框架的槽值将继承父框架的槽值。(2)匹配——对于一个给定的事件，利用部分已知信息选择初始候选框架，一般将顶层框架作为初始候选框架。一旦候选框架选择后，推理机根据给定事件的已知信息对候选框架的槽填写具体值。如果候选框架的各个槽通过查询、默认、继承等填槽方式找到了满足要求的属性值，就把这些值加入到候选框架中，从而获得一个当前事件的描述。若推理过程找出的属性值同候选框架中相应槽的要求不匹配，则当前的候选框架匹配失败，选择其他的更有可能的候选框架。(3)预测、联想与直觉——根据已知的信息寻找部分匹配的框架，根据预选框架中各槽规定的取值要求，对未知的事件进行预测，指导进一步获取信息，或把注意力集中到某个方向上。当信息到达一定要求之后，即可做出决策，肯定或者放弃预选框架，或者由框架之间的关系提出其他检索。

基于谓词演算的系统一般都采用归结法进行推理，该方法是 J. 罗宾逊(Robinson)教授于 1965 年提出的，是目前逻辑推理中最有效的方法。由于基于知识逻辑表示的专家系统不是太多，这里不再赘述。基于语义网络的系统，其推理方法主要有继承推理、匹配推理以及散射激活推理三种。由于语义网络的推理效率及有效性均较低，这里也不再详述。

6.4 模糊逻辑与模糊推理

6.4.1 模糊集合论

集合是数学中最基本的概念,它是指具有某种属性对象的全体。在一个具体问题中,一般将所研究的全部对象称为论域,又叫全集合。论域中的基本单元称为元素。传统集合论是对客观世界的一种高度抽象,它描述了非此即彼的绝对关系。例如在传统集合论中,元素 a 与集合 A 的关系仅两种,即 $a \in A$ 或 $a \notin A$,没有第三种选择。然而,人类在进行思维与交流时,有许多概念并非如此简单地非此即彼。例如,"青年人"、"很热"、"很冷"等概念便没有办法用传统集合论加以描述。为此,1965 年美国加州大学伯克利分校的 L. 扎德(Zadeh)教授研究并提出了模糊集合(fuzzy set)的理论与方法。经过不断发展,模糊集合论已经成为控制工程与人工智能中非常重要的工具,并形成了一个新的数学分支。

论域 X 上的模糊子集 A 由隶属度函数(membership function)$\mu_A: X \mapsto [0,1]$来表征,这里 $\mu_A(x)$表示了 $x \in X$ 隶属于模糊子集 A 的程度。模糊子集也称为模糊集合,或简称为模糊集。$\mu_A(x)$越接近 1,则表明 $x \in X$ 隶属于模糊子集 A 的程度越高;反之,$\mu_A(x)$越接近 0,则表明 $x \in X$ 隶属于模糊子集 A 的程度越低。传统的集合也可以引入隶属度函数的概念,此时的隶属度函数仅取 0 或 1,因此模糊集合是传统集合的推广。

模糊集合中也有"交"、"并"、"补"等运算。设 A、B 为论域 X 上的模糊集,二者的交集为论域 X 上的模糊集 $C = A \cap B$,其隶属度函数定义为

$$\mu_C(x) = \mu_{A \cap B}(x) \stackrel{\text{def}}{=} \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}, \quad \forall x \in X \tag{6.4.1}$$

A 与 B 的并集为论域 X 上的模糊集 $C = A \cup B$,其隶属度函数定义为

$$\mu_C(x) = \mu_{A \cup B}(x) \stackrel{\text{def}}{=} \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}, \quad \forall x \in X \tag{6.4.2}$$

模糊集 A 的补集为论域 X 上的模糊集 A^C,其隶属度函数定义为

$$\mu_{A^C}(x) \stackrel{\text{def}}{=} 1 - \mu_A(x), \quad \forall x \in X \tag{6.4.3}$$

式(6.4.1)与式(6.4.2)中的 min 与 max 可以根据实际需要采用其他运算。

模糊集合中的等价与包含关系比较简单。如果

$$\mu_A(x) = \mu_B(x), \quad \forall x \in X \tag{6.4.4}$$

那么称 A 与 B 相等,记为 $A = B$。如果

$$\mu_A(x) > \mu_B(x), \quad \forall x \in X \tag{6.4.5}$$

那么称 A 包含 B,或称 B 是 A 的子集,记为 $A \supset B$。

模糊集合运算也具有传统集合运算差不多一样的运算规律,如表 6-2 所示(表中 A、B、C 均为论域 X 上的模糊集,$\varnothing$ 为空集)。

需要注意,模糊集合运算不满足传统集合运算的互补律,即 $A \cap A^C \neq \varnothing$,$A \cup A^C \neq X$。原因很简单,模糊集 A 与 A^C 都没有明确的外延,它们存在相互重叠的区域。

表 6-2　模糊集合运算基本定律

幂等律	$A\cup A=A, A\cap A=A$
交换律	$A\cup B=B\cup A, A\cap B=B\cap A$
结合律	$(A\cup B)\cup C=A\cup(B\cup C)$ $(A\cap B)\cap C=A\cap(B\cap C)$
吸收律	$(A\cup B)\cap A=A$ $(A\cap B)\cup A=A$
同一律	$A\cup X=X, A\cap X=A$ $A\cup\varnothing=A, A\cap\varnothing=\varnothing$
分配律	$(A\cup B)\cap C=(A\cap C)\cup(B\cap C)$ $(A\cap B)\cup C=(A\cup C)\cap(B\cup C)$
复原律	$(A^C)^C=A$
对偶律	$(A\cup B)^C=A^C\cap B^C$ $(A\cap B)^C=A^C\cup B^C$

两个普通集合之间的关系是传统集合论中重要的内容，根据上述基本概念也可以类似地建立模糊关系。设 X、Y 是两个普通集合，模糊关系 R 定义为积空间 $X\times Y$ 上的一个模糊集合，其隶属度函数记为 $\mu_R(x,y)\in[0,1]$，$\forall x\in X, y\in Y$。$\mu_R(x,y)$ 的大小反映了 x 与 y 的紧密程度，$\mu_R(x,y)$ 接近 1 则说明 x 与 y 之间的关联密切，$\mu_R(x,y)$ 接近 0 则说明 x 与 y 之间几乎没有关联。

由于模糊关系为模糊集合，因此模糊关系之间可以进行上述所有的模糊运算。两个模糊关系或多个模糊关系之间可以进行合成而获得新的模糊关系。设 R 为 $X\times Y$ 上的模糊关系，S 为 $Y\times Z$ 上的模糊关系，那么 R 与 S 的合成 $R\circ S$ 为 $X\times Z$ 上的模糊关系，其隶属度函数定义为

$$\mu_{R\circ S}(x,z)=\bigvee_{y\in Y}(\mu_R(x,y)\wedge\mu_S(y,z)) \tag{6.4.6}$$

式中“$\vee$”与“$\wedge$”称为 Zadeh 算符，通常分别取为 max 与 min。

6.4.2　模糊逻辑系统

对于一个实际系统而言，通常可以获得两类信息。其一是传感器提供的数据信息，一般用 0.5、1.2、4.5 等数字来表达，表示系统诸如电流、电压、温度等物理量的具体大小；其二为专家提供的语言描述，通常用“大”、“小”、“高”、“低”等语言信息来表达，表示专家对系统宏观特性或具体物理量的直观认识。传统设计的系统只能利用数据信息，而无法使用语言信息。然而，人类在解决问题时所使用的大量知识是经验性的，它们通常都采用语言信息来描述。如果系统能在利用数据信息的基础上，有效地利用专家以语言信息表达的经验知识，无疑会对系统运行带来额外的好处。模糊逻辑系统正是这样一种有益的尝试，已经成功运用于专家系统、模式识别、工业控制等许多领域。

所谓模糊逻辑系统，实际上是基于模糊集合理论构造的一种信息处理系统。典

型的模糊逻辑系统由模糊器、模糊规则库、模糊推理机、去模糊器四部分组成,如图6-3所示。模糊器是模糊逻辑系统的输入单元,它将论域U上的具体值u变换为论域U上的模糊集合;模糊推理机根据模糊规则库中的知识按一定推理机制产生模糊结论,即获得论域V上的模糊集合;去模糊器将论域V上的模糊集合转换为论域V上的确定值v。从宏观上看,模糊逻辑系统将论域U上的具体值映射到论域V上的具体值,输入与输出都是确定性的,只是内部采用了模糊机制。

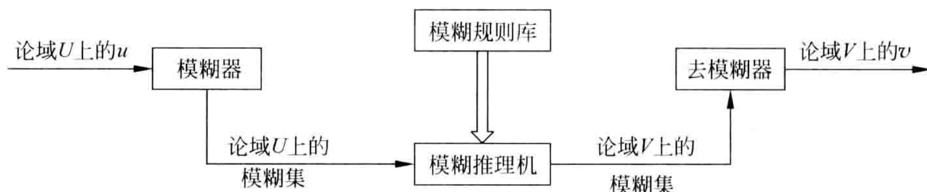


图6-3 模糊逻辑系统

模糊器与去模糊器是模糊逻辑系统和外界的接口,它们的设计与具体问题密切相关。假设系统获得了具体测量值u,人类专家通常以"大"、"小"、"太大"、"太小"等有限的语言词汇来描述,不同具体问题中"大"、"小"等的含义有较大区别。在控制工程中,一般采用不超过7个的语言变量值(模糊集),可以统一描述为{NB,NM,NS,ZO,PS,PM,PB}={"负大","负中","负小","零","正小","正中","正大"}。图6-4表示某具体测量值u对应这7个模糊集的隶属度函数。除了图示的三角形隶属度函数外,也可以根据需要采用高斯函数等。不管采用什么形式的隶属度函数,都要保证对输入论域U的完整覆盖,同时语言变量隶属度函数之间要有良好的重叠。

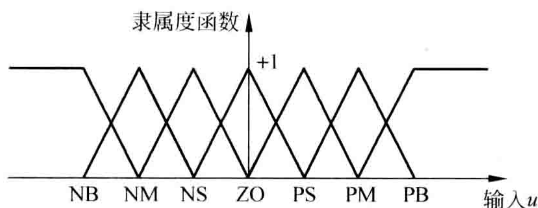


图6-4 模糊器常用隶属度函数

假设模糊推理机输出了论域V上的模糊集B,去模糊器的功用就是将B转换为论域V上的确定值$v \in V$。有许多方法可以到达该目的,常用的有最大值法与加权平均法等。

最大值法的定义为

$$v = \arg\max_{x \in V}\{\mu_{\mathrm{B}}(x)\} \tag{6.4.7}$$

这种方法简单易行,但包含的信息量少,没有考虑其他隶属度函数较小点的信息,也没有区分隶属度函数的分布形状。如果隶属度函数最大的点不止一点,即模糊集的隶属度函数分布曲线出现双峰极大值或顶部平坦的情况,此时应取双峰极大值或平

坦部分的中点为输出值。

加权平均法的定义为

$$v=\frac{\int_{V}x\mu_{B}(x)\mathrm{d}x}{\int_{V}\mu_{B}(x)\mathrm{d}x} \tag{6.4.8}$$

这种方法类似于概率论中求数学希望，比最大值法利用了更多隶属度函数的信息。当模糊集 B 为离散集合时，式(6.4.8)中的积分要用简单加法运算代替。

6.4.3 模糊推理

模糊规则库是模糊逻辑系统中的核心，它由若干模糊规则构成。最简单的模糊规则的一般形式为

$$\text{if } x \text{ is } A,\quad \text{then } y \text{ is } B \tag{6.4.9}$$

式中 A 和 B 分别是论域 U 与 V 中的模糊集合，“x is A”及“y is B”均为模糊命题。对于任意模糊命题没有绝对真假，只有命题成立的程度，因此也是一个模糊集合，有对应的隶属度函数。如果模糊命题 P 表示“x is A”，那么其隶属度函数为 $\mu_{P}=\mu_{A}(x)$。也就是说，x 属于模糊集合 A 的程度越高，那么模糊命题 P 为真的程度越高，反之亦然。

模糊命题具有常规命题一样的逻辑运算。如果模糊命题 P 的“非”命题记为 $\neg P$，那么 $\mu_{\neg P}=1-\mu_{P}$。如果 P_1、P_2 代表两个模糊命题，那么 $\mu_{P_1\cap P_2}=\mu_{P_1}\wedge\mu_{P_2}$（“与”），$\mu_{P_1\cup P_2}=\mu_{P_1}\vee\mu_{P_2}$（“或”）。例如，如果模糊命题 P_1 =“炉温高”，并且 $\mu_{P_1}=0.9$，那么对于模糊命题“炉温不高”则有 $\mu_{\neg P_1}=1-\mu_{P_1}=0.1$。又设模糊命题 P_2 =“燃料充足”，并且 $\mu_{P_2}=0.5$，那么对于“炉温高并且燃料充足”有 $\mu_{P_1\cap P_2}=\mu_{P_1}\wedge\mu_{P_2}=0.9\wedge 0.5=0.5$，而对于“炉温高或者燃料充足”则有 $\mu_{P_1\cup P_2}=\mu_{P_1}\vee\mu_{P_2}=0.9\vee 0.5=0.9$。

模糊规则(6.4.9)表示了一个模糊蕴含关系，经常简称为模糊蕴含，可以表达为“x is $A\rightarrow y$ is B”。模糊蕴含“x is $A\rightarrow y$ is B”可以看作一个模糊关系 $R\overset{\text{def}}{=}A\rightarrow B$。控制工程中采用最多的模糊蕴含定义方法有以下 2 种：

$$\mu_{R}(x,y)=\min\{\mu_{A}(x),\mu_{B}(y)\} \tag{6.4.10}$$

$$\mu_{R}(x,y)=\mu_{A}(x)\cdot\mu_{B}(y) \tag{6.4.11}$$

通过模糊蕴含，可以讨论或研究两个模糊命题之间的等价关系（记为“$\leftrightarrow$”），显然 $P_1\leftrightarrow P_2=(P_1\rightarrow P_2)\cap(P_2\rightarrow P_1)$，因此 $\mu_{P_1\leftrightarrow P_2}=\mu_{P_1\rightarrow P_2}\wedge\mu_{P_2\rightarrow P_1}$（“等价”）。

给定模糊蕴含具体定义，就可以进行模糊推理了。模糊推理是一种近似推理，有两种基本推理方法。其一为广义取式（肯定前提）推理，推理过程如下

$$\begin{array}{ll}\text{前提} & \text{if } x \text{ is } A,\text{then } y \text{ is } B\\ \underline{\text{前提}} & \underline{\qquad x \text{ is } A' \qquad}\\ \text{结论} & y \text{ is } B'\end{array} \tag{6.4.12}$$

另外一种为广义拒式（肯定结论）推理，推理过程如下

前提	if x is A, then y is B	
前提	y is B'	(6.4.13)
结论	x is A'	

式中 A' 与 B' 分别为论域 U 与 V 上的模糊集合。

如果以 R 表示模糊蕴含 x is $A \to y$ is B,即 $A \to B$,仍然记其隶属度函数为 $\mu_R(x,y)$。那么,广义取式推理可以表达为

$$B' = A \circ R = A \circ (A \to B) \tag{6.4.14}$$

对于广义拒式推理,则可表达为

$$A' = R \circ B' = (A \to B) \circ B' \tag{6.4.15}$$

如果采用 max-min 复合运算,类似于式(6.4.6),广义取式推理可表示为

$$\mu_{B'}(y) = \{\bigvee_x \mu_{A'}(x) \wedge \mu_R(x,y)\} \tag{6.4.16}$$

而广义拒式推理可表示为

$$\mu_{A'}(x) = \{\bigvee_y \mu_R(x,y) \wedge \mu_{B'}(x)\} \tag{6.4.17}$$

式(6.4.16)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(y) &= \{\bigvee_x \mu_{A'}(x) \wedge \mu_R(x,y)\} \\ &= \{\bigvee_x \mu_{A'}(x) \wedge [\mu_A(x) \wedge \mu_B(y)]\} \\ &= [\bigvee_x \mu_{A'}(x) \wedge \mu_A(x)] \wedge \mu_B(y) \\ &= w \wedge \mu_B(y) \end{aligned} \tag{6.4.18}$$

式中 w 表示 A' 与 A 的匹配程度。图 6-5 为该推理过程的示意图。

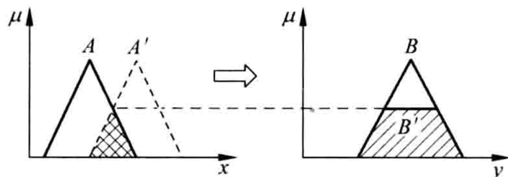


图 6-5　广义取式推理示意图

其他形式的模糊规则均可以转化为式(6.4.9)来处理。例如

$$\text{if } A, \text{then } B, \text{else } C \tag{6.4.19}$$

式中 A、B、C 均为模糊命题。上式等价于 $(A \to B) \cup (A \to C)$,对应模糊蕴含的隶属度函数为 $\mu_R = \mu_{A\to B} \vee \mu_{A\to C}$。对于模糊规则

$$\text{if } A \text{ and } B, \text{then } C \tag{6.4.20}$$

上式等价于 $A \cap B \to C$,对应模糊蕴含的隶属度函数为 $\mu_R = \mu_{A\cap B} \wedge \mu_C = \mu_A \wedge \mu_B \wedge \mu_C$。

模糊规则库中更加一般的模糊规则如下

$$\text{if } x_1 \text{ is } A_1 \text{ and } x_2 \text{ is } A_2 \cdots \text{and } x_n \text{ is } A_n, \text{then } y \text{ is } B \tag{6.4.21}$$

式中 A_i、B 均为模糊集合。相当于 $R \overset{\text{def}}{=} A_1 \cap A_2 \cap \cdots \cap A_n \to B$,对应的模糊蕴含隶属度函数为 $\mu_R = (\mu_{A_1} \wedge \mu_{A_2} \wedge \cdots \wedge \mu_{A_n}) \wedge \mu_B$。假设模糊规则库中由 m 条这样的模糊规

则或(or)组成，以 $R^{(i)}$ 表示其中的第 i 条模糊规则，即 $R^{(i)} \stackrel{\text{def}}{=} A_1^{(i)} \cap A_2^{(i)} \cap \cdots \cap A_n^{(i)} \rightarrow B^{(i)}$。那么对于如下输入(推理前提)

$$x_1 \text{ is } A_1^* \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^* \cdots \text{and } x_n \text{ is } A_n^* \tag{6.4.22}$$

最后推理输出的模糊集合为

$$B^* = A^* \circ (R^{(1)} \cup R^{(2)} \cup \cdots \cup R^{(m)}) = B_1^* \cup B_2^* \cup \cdots \cup B_m^* \tag{6.4.23}$$

式中 $B_i^* = A^* \circ R^{(i)}$ 为模糊规则库中第 i 条模糊规则推理出的模糊子集，其隶属度函数为 $\mu_{B_i^*}(y) = \bigvee_x \mu_{A^*}(\boldsymbol{x}) \wedge \mu_{R^{(i)}}(\boldsymbol{x}, y)$；$A^* \stackrel{\text{def}}{=} A_1^* \cap A_2^* \cap \cdots \cap A_n^*$ 为输入模糊集合，对应的隶属度函数为 $\mu_{A^*}(\boldsymbol{x}) = \mu_{A_1^*}(x_1) \wedge \mu_{A_2^*}(x_2) \wedge \cdots \wedge \mu_{A_n^*}(x_n)$。第 i 条模糊规则对应的模糊蕴含隶属度函数为 $\mu_{R^{(i)}}(\boldsymbol{x}, y) = [\mu_{A_1^{(i)}}(x_1) \wedge \mu_{A_2^{(i)}}(x_2) \wedge \cdots \wedge \mu_{A_n^{(i)}}(x_n)] \wedge \mu_{B^{(i)}}(y)$。

综上所述，模糊逻辑系统是基于计算机的系统，模糊推理在计算机辅助下非常简单，而手工推演一般比较烦琐。

6.5　神经网络与机器学习

传统的人工智能是基于符号的，例如上面介绍的专家系统及知识推理，其中的知识表示及推理都是以符号或图形为基础的。在基于符号的人工智能研究中，人们力图以符号或图形语言模拟智能活动的机制，而不关心实际智能系统的具体结构。在模糊逻辑系统中，人们也是从宏观上模拟或模仿人的思维过程。这些方法在许多领域都获得了成功，但在不少问题上遇到了很难克服的瓶颈。例如对于人脸识别这样的基本模式识别问题，高速运行的计算机表现出来的能力远比不上三四岁的幼童。人工神经网络的显著特征就是以构建、模拟生物神经网络系统的具体结构为基本出发点。

人工神经网络是由大量简单处理单元相互连接组成的系统，这些简单的处理单元类似于生物神经元，而整个系统模拟或再现生物神经网络的某些特性。通常，把构成人工神经网络的简单处理单元称为人工神经元。

作为人工神经网络的模拟对象，脑神经网络或生物神经网络十分复杂，人类对其认识还很肤浅。神经生物学和神经解剖学已有的研究成果表明，人脑大约有 10^{11} 个神经元(细胞)，它们相互连接(总的连接数达 10^{15})从而形成脑神经系统。每个神经细胞都具有接受、处理、传递电化学信号的功能。图 6-6 示出了一个生物神经细胞的典型结构。其中，树突(dendrites)从细胞体(cell body)伸向其他细胞，在称为突触(synapse)的接触点处接收信号。在突触的接收端，所有输入信号被传入细胞体。来自突触的所有输入信号被综合相加，有的输入信号趋于使神经元兴奋，而有的则趋于使之抑制。当总的激励在一个细胞体内超过一定的阈值时，该神经元进入兴奋状态，并将兴奋信号传递给其他关联的神经元。

人工神经网络正是从模拟生物神经元开始的。在不引起误解的情况下，一般将人工神经元、人工神经网络分别简称为神经元和神经网络。

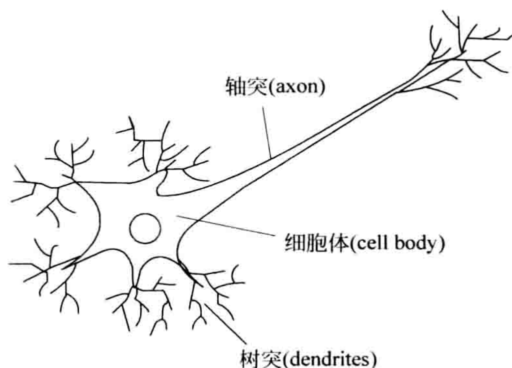


图 6-6 生物神经元示意图

6.5.1 神经元数理模型与 Hebb 规则

1. 神经元数理模型

最早的人工神经元模型是 M. 麦克洛克(McCulloch)与 W. 皮茨(Pitts)于 1943 年提出的,一般简称为 M-P 神经元模型,它可以完成“与”、“非”、“或”等基本的逻辑运算,是目前许多神经元模型的基础。

根据对生物神经元的研究和观察,不难发现生物神经元是一个多输入单输出的非线性系统,可以将其抽象为图 6-7 所示模型,主要由加权求和器、线性动态系统、激活函数三部分组成。

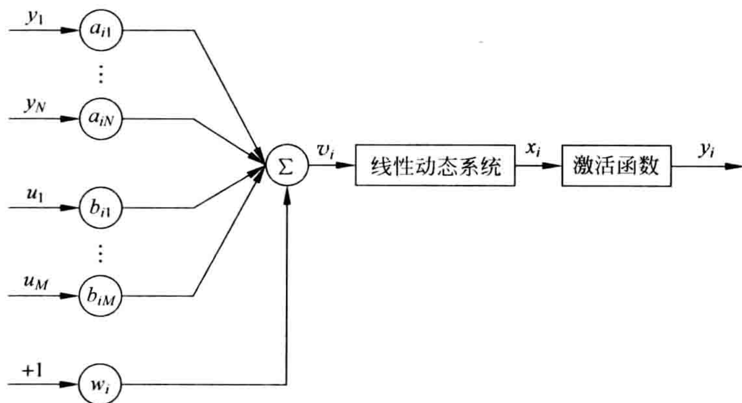


图 6-7 人工神经元模型

加权求和器可以描述为

$$v_i = \sum_{j=1}^{N} a_{ij} y_j + \sum_{j=1}^{M} b_{ij} u_j + w_i \tag{6.5.1}$$

式中，y_j 为第 j 个神经元的输出；u_j 为第 j 个外部输入；a_{ij}，b_{ij} 为加权系数，通常称为权重或权重系数；w_i 为偏置常数。有时为了简便，引入 $u_0=+1$，$b_{i0}=w_i$，这样式(6.5.1)可以简单表示为

$$v_i = \sum_{j=1}^{N} a_{ij} y_j + \sum_{j=0}^{M} b_{ij} u_j \tag{6.5.2}$$

线性动态系统可以用传递函数形式表示为

$$X_i(s) = H(s)V_i(s) \tag{6.5.3}$$

在时域中，上式则为

$$x_i(t) = h(t) * v_i(t) = \int_{-\infty}^{t} h(t-\tau)v_i(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{6.5.4}$$

$H(s)=\mathcal{L}[h(t)]$ 常见的5种选择为：(1) $H(s)=1$；(2) $H(s)=\frac{1}{s}$；(3) $H(s)=\frac{1}{\tau s+1}$；(4) $H(s)=\frac{1}{\alpha_0 s+\alpha_1}$；(5) $H(s)=\mathrm{e}^{-\tau s}$。显然，前三个关系是第四种的特例。对应的单位冲激响应为：(1) $h(t)=\delta(t)$；(2) $h(t)=\begin{cases}1, & t\geqslant 0\\ 0, & t<0\end{cases}$；(3) $h(t)=\frac{1}{\tau}\mathrm{e}^{-\tau t}$；(4) $h(t)=\frac{1}{\alpha_0}\mathrm{e}^{-\frac{\alpha_1}{\alpha_0}t}$；(5) $h(t)=\delta(t-\tau)$。有时也采用离散时间动态系统，例如 $\alpha_0 x_i(t+1)+\alpha_1 x_i(t)=v_i(t)$，此时 t 是整数时间指标。

激活函数 $g(\cdot)$ 有时又称为激励函数、作用函数、传递函数等，它给出神经元的输出，即

$$y_i = g(x_i) \tag{6.5.5}$$

常见神经元的激活函数有如下几种：

(1) 阶跃函数与符号函数，如图6-8所示；

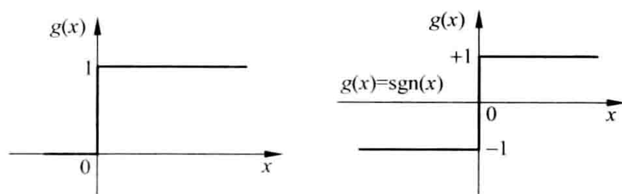


图6-8 阶跃函数与符号函数

(2) 分段线性函数与一般线性函数，如图6-9所示；

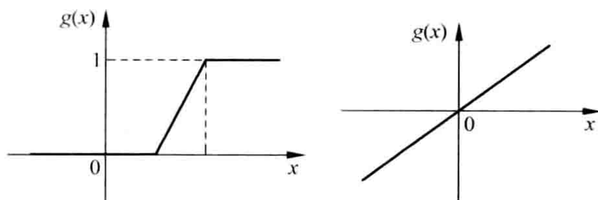


图6-9 分段线性函数与一般线性函数

(3) Sigmoid 函数(S-函数),如图 6-10 所示。

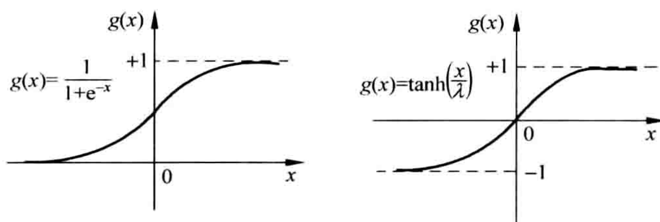


图 6-10　Sigmoid 函数(S-函数)

从上述神经元模型的介绍可以看出,单个神经元的功能十分有限。但是,多个神经元相互连接起来从而形成一个网络却可能有非常强大的信息处理能力。

2. Hebb 规则

早期的神经元模型,例如 M-P 模型,其权重系数是事先确定,不具有学习能力。第一个学习模型是心理学家 D. 海布(Hebb)于 1949 年提出来的,现在称为 Hebb 规则。Hebb 规则可以简单描述为:对于两个相互连接的神经元,如果它们同时处于兴奋状态,那么它们之间的突触强度(即权重系数)将加强。

Hebb 研究的神经元仅有兴奋与抑制两种状态,分别用$+1$和-1来表示,即$y_i=+1$或-1。如果将相互连接的神经元i与神经元j之间的权重系数记为w_{ij},Hebb 规则的一般形式可以表达为

$$w_{ij}(k+1)=w_{ij}(k)+\alpha y_i y_j \tag{6.5.6}$$

式中$\alpha>0$称为学习率;$w_{ij}(k)$,$w_{ij}(k+1)$分别表示学习前与学习后神经元之间的权重系数。其实,上式还说明两个神经元同时抑制时,它们之间的突触强度也增强。

Hebb 规则是神经网络研究中第一个关于学习的模型,虽然它并不能保证权重系数的有界与收敛性,但对以后提出的学习规则具有深远的影响,许多新的学习规则都是式(6.5.6)的变形或推广。

以下将根据神经元不同的连接方式及不同的学习规则,介绍几种常见的神经网络模型。

6.5.2　感知器及 δ-规则

1. 感知器

感知器(perceptron)是最早出现的神经网络模型之一,它是美国学者 F. 罗森布拉特(Rosenblatt)于 1957 年提出的。感知器由一个输入层和一个输出层组成,信息由输入层单向流向输出层,其拓扑结构如图 6-11 所示。

感知器的神经元只有两个输出状态,一般用$+1$和-1来表示。输入层仅起信号分发的作用,它将每一个输入分量馈送给输出层每一个神经元。输出层是真正的

信号处理层，输出层每一个神经元将输入层每一个分量加权求和，并与自己的阈值进行比较，从而确定输出 +1 或 −1。因此，许多文献将感知器称为单层神经网络。

最简单的感知器类似于一个神经元，如图 6-12 所示，是一多输入单输出系统，其激活函数为简单的符号函数。图 6-12 所示感知器的数学模型为

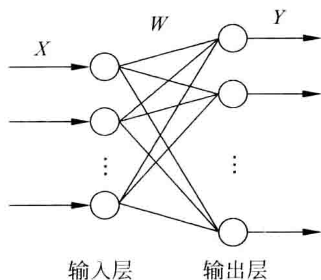


图 6-11　感知器拓扑结构

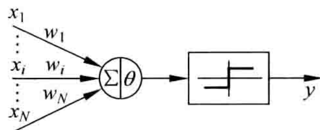


图 6-12　最简单的感知器

$$y(t) = g\left(\sum_{i=1}^{N} w_i(t)x_i - \theta\right) \tag{6.5.7}$$

若记 $x_0 = +1, w_0 = -\theta$，那么上式可以简单地写为

$$y(t) = g\left(\sum_{i=0}^{N} w_i(t)x_i\right) \tag{6.5.8}$$

式中，$g(u) = \mathrm{sgn}(u) = \begin{cases} +1, & u \geqslant 0 \\ -1, & u < 0 \end{cases}$。

感知器的主要功能是用于分类。为了实现正确的分类，必须选择合适的权重系数。在神经网络研究中，根据已知的输入输出数据确定权重系数的方法称为学习算法。

上述感知器的学习算法如下：

(1) 将初始权重 $\{w_i \mid i = 0, 1, \cdots, N\}$ 随机地赋予一组小的数值，$t \leftarrow 0$；

(2) 根据输入样本 $\boldsymbol{x} = (+1, x_1, x_2, \cdots, x_N)^{\mathrm{T}}$ 计算感知器的输出

$$y(t) = g\left(\sum_{i=0}^{N} w_i(t)x_i\right)$$

(3) 按下式修正权重系数

$$w_i(t+1) = w_i(t) + \alpha[d - y(t)]x_i \tag{6.5.9}$$

式中 $0 < \alpha \leqslant 1$ 称为学习率或学习步长，d 是对应输入样本 $\boldsymbol{x} = (+1, x_1, x_2, \cdots, x_N)^{\mathrm{T}}$ 的期望输出，也称为导师信号。通常，如果 $\boldsymbol{x} \in A$（给定的集合）则 $d = +1$，若 $\boldsymbol{x} \notin A$ 则 $d = -1$。

(4) $t \leftarrow t+1$，重复上述过程（除第一步），直到对所有输入样本权重系数稳定不变或到达预定的学习次数为止。

可以证明，只要分类问题有解，上述学习算法是收敛的，即 $\boldsymbol{w} = (w_0, w_1, w_2, \cdots, w_N)^{\mathrm{T}}$ 将收敛到给出正确分类结果的权重系数向量。式(6.5.9)称为感知器学习算

法,它属于监督学习(也称有导师学习)算法,可见它是 Hebb 规则的改进形式。

感知器能够解决线性可分问题,它实际上是构造超平面 $\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}=0$ 将所有样本分为两类。但对于逻辑"异或(XOR)"问题,它是线性不可分的,单层感知器解决不了这类问题。

但是,如果采用多层感知器,则可实现线性不可分的分类问题。可以证明,只要隐层单元数足够多,多层感知器可以实现任何的模式分类。但由于隐层单元的状态不受外界的直接控制,确定相应的权重系数时比较困难。

2. δ-规则

在感知器原型中,神经元的输出只有+1和-1两种状态。如果将感知器中的开关型激活函数(符号函数)取代为一般线性函数,那么神经元的输出就可以取任意的实数值,于是就获得了一种新的神经网络,它是一种感知器的变形,其拓扑结构仍然如图 6-11 所示。

此时,网络的第 i 个输出为

$$y_i = \sum_{j=1}^{N} w_{ij}x_j - \theta_i = \sum_{j=0}^{N} w_{ij}x_j \tag{6.5.10}$$

如果用 $(d_1, d_2, \cdots, d_M)^{\mathrm{T}}$ 表示网络对应输入 $(x_1, x_2, \cdots, x_N)^{\mathrm{T}}$ 的期望输出,那么网络的输出误差可定义为

$$E = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{M}(d_i - y_i)^2 \tag{6.5.11}$$

显然,使上式最小的权重系数将是最好的权重系数,这样网络的学习问题便转化为一个参数优化问题了。

根据参数优化中梯度法的思想,可得如下权重系数修正公式

$$\Delta w_{ij} = -\alpha \frac{\partial E}{\partial w_{ij}} \tag{6.5.12}$$

利用复合求导法则,可导出

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ij}} = \frac{\partial E}{\partial y_i}\frac{\partial y_i}{\partial w_{ij}} = -(d_i - y_i)x_j$$

将上式代入式(6.5.12),最后可得

$$\Delta w_{ij} = \alpha(d_i - y_i)x_j \tag{6.5.13}$$

这就是 B. 威德罗(Widrow)与 M. 霍夫(Hoff)在 1960 年导出的著名学习算法,一般称为 Widrow-Hoff 学习算法或称为 δ-规则。

不难发现,式(6.5.11)定义的误差函数是关于权重系数 w_{ij} 的凸函数,δ-规则使权重系数沿最直接的路径趋于最优值。所谓最直接的路径其实就是误差函数的梯度方向,因此,δ-规则经常又称为梯度下降学习方法。δ-规则本质上是最小化误差的平均平方,所以有的地方又称其为最小均方学习算法,即 LMS 学习算法。

在 δ-规则中,学习率 α 对学习性能有着十分重要的影响,它决定了在一次学习中权重系数的变化量。较大的 α 值,使权重系数较快地趋向于最优值。但是,如果 α 值

太大，在学习末段会出现来回振荡的现象。较小的 α 值可以避免来回振荡的现象，但会增加学习所需的时间。最好的学习率 α 一般要通过实验来不断调整。

虽然 δ-规则本身并没有克服单层感知器的局限，但它是下面要介绍的多层前馈网络学习算法（BP 算法）非常重要的基础。

6.5.3　多层前馈网络与 BP 学习算法

1. 多层前馈网络

单层感知器功能简单，因而用途十分有限。但含有隐层的多层感知器，其功能却非常强大，是典型的多层前馈网络。在多层感知器中，神经元的激活函数可以取感知器原型采用的硬限幅非线性函数，但一般采用 Sigmoid 函数。当神经元的激活函数采用 Sigmoid 函数时，一般就称这样结构的神经网络为多层前馈神经网络（有时仍称为多层感知器）。三层前馈神经网络最具代表性，其拓扑结构如图 6-13 所示。

多层前馈神经网络在模式识别、控制工程及其他领域获得了非常广泛的应用，其理论基础是多层前馈神经网络可以高精度地逼近相当任意的非线性函数（映射）。这一事实可以用下面已经被许多学者证明了的数学定理来描述。

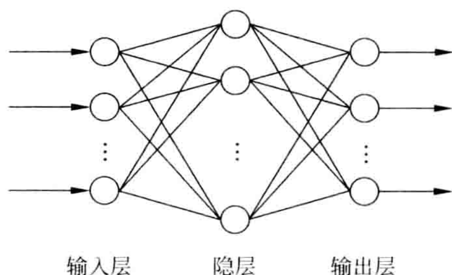


图 6-13　典型的多层前馈神经网络

定理 6-1（近似表示定理）　给定定义在 $I^n=[0,1]^n(n\geqslant 2)$ 上的连续函数 $f(x_1,x_2,\cdots,x_n)$ 和任意的 $\varepsilon>0$，存在下述形式的非线性函数 $h(x_1,x_2,\cdots,x_n)$：

$$h(x_1,x_2,\cdots,x_n)=h(\boldsymbol{x})=\sum_{j=1}^{N}\alpha_j\sigma(\boldsymbol{w}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}-\theta_j)$$

式中 $\sigma(\cdot)$ 是任一连续的 Sigmoid 函数。当 N 足够大时，有

$$\sup_{\boldsymbol{x}\in I^n}|f(\boldsymbol{x})-h(\boldsymbol{x})|<\varepsilon$$

上述近似表示定理中的 Sigmoid 函数可以有许多形式，例如

$$\sigma(x)=\frac{1}{1+\exp(-\lambda x)},\quad \lambda>0$$

函数逼近理论中的上述结论，保证了含一个隐层的三层前馈网络可以逼近任意的连续函数。工程中还经常遇到不连续的函数，但只要所研究的函数（信号）是能量有限的，可以建立类似的结论。一般用 L_2 表示平方可积（能量有限）函数的全体。

定理 6-2（万有逼近定理）　对于任意的 $\varepsilon>0$ 及任意的 $\boldsymbol{f}\in L_2[I^n]$，$\boldsymbol{f}:I^n\subset\mathbb{R}^n\mapsto\mathbb{R}^m$，存在一个含隐层的三层感知器，使得该三层感知器完成的映射 $\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})$ 与 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})$ 的均

方差小于 ε，即

$$\int_{I_n} \| \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}) \|^2 \mathrm{d}\boldsymbol{x} < \varepsilon$$

上述两个数学定理表明，可以用多层感知器来逼近相当任意的非线性映射 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})$。但在实际问题中，经常不可能知道 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})$ 的精确表达式，往往仅知道若干样本对(实验数据)

$$\{\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \cdots, \boldsymbol{x}_N\} \xrightarrow{\boldsymbol{f}} \{\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_N\}$$

需要构造合适的神经网络来近似输入与输出之间的关系。当网络的结构已知后，需要选择合适的权重系数。通过给定的样本对，确定网络权重系数的方法就是学习问题。

2. BP 学习算法

对于多层感知器，所谓学习就是不断调整网络参数，使得网络的输出和其期望的输出尽可能地一致。虽然已经提出了许多种学习算法，但迄今为止最有效和最实用的方法是 D. 鲁梅尔哈特(Runelhart)和 J. 迈克利兰德(McClelland)在 1985 年提出的广义 δ-规则，即误差反向传播学习算法(常简称为 BP 算法)。BP 算法的基本思想与 δ-规则一样，也是优化理论中的梯度法。

考虑如图 6-14 所示含有多个隐层的网络模型。设期望输出为 $\boldsymbol{t} \in \mathbb{R}^M$，实际输出(网络计算输出)为 $\boldsymbol{y} \in \mathbb{R}^M$，网络的输入为 $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^N$。类似式(6.5.11)，以误差平方和为指标函数，即

$$E = \frac{1}{2} \| \boldsymbol{t} - \boldsymbol{y} \|^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M} (t_i - y_i)^2 \tag{6.5.14}$$

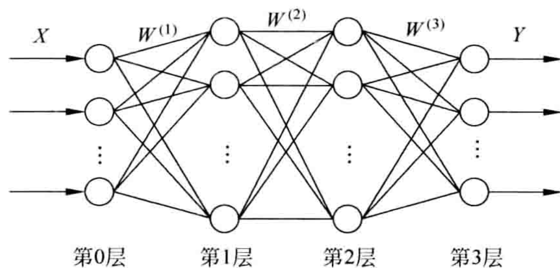


图 6-14　多隐层前馈神经网络

如果记网络第 l 层第 i 神经元的实际输出为 $o_i^{(l)}$，那么 $o_i^{(l)} = \begin{cases} x_i, & \text{输入层时} \\ y_i, & \text{输出层时} \end{cases}$。另外记网络第 l 层第 i 神经元的净输入为 $I_i^{(l)}$，即

$$I_i^{(l)} = \sum_{j=1}^{N^{(l-1)}} w_{ij}^{(l)} o_j^{(l-1)} - \theta_i^{(l)} = \sum_{j=0}^{N^{(l-1)}} w_{ij}^{(l)} o_j^{(l-1)} \tag{6.5.15}$$

式中 $o_0^{(l-1)} = +1, w_{i0}^{(l)} = -\theta_i^{(l)}$；$N^{(l-1)}$ 表示网络第$(l-1)$层神经元的数目。

显然，网络第 l 层第 i 神经元输入输出关系为

$$o_i^{(l)} = g(I_i^{(l)}) \tag{6.5.16}$$

式中 $g(\cdot)$是神经元的激活函数。

类似式(6.5.12)，根据梯度下降法的思想有

$$\Delta w_{ij}^{(l)} = -\alpha \frac{\partial E}{\partial w_{ij}^{(l)}} \tag{6.5.17}$$

考虑到$\frac{\partial E}{\partial w_{ij}^{(l)}} = \frac{\partial E}{\partial I_i^{(l)}} \frac{\partial I_i^{(l)}}{\partial w_{ij}^{(l)}}$，如果记

$$\delta_i^{(l)} = -\frac{\partial E}{\partial I_i^{(l)}} \tag{6.5.18}$$

那么由式(6.5.15)，可将式(6.5.17)化为

$$\Delta w_{ij}^{(l)} = \alpha \delta_i^{(l)} o_j^{(l-1)} \tag{6.5.19}$$

这就是 BP 算法的核心公式。比较 δ-规则式(6.5.13)，可以发现上式中 $\delta_i^{(l)}$ 表示了网络第 l 层第 i 神经元的误差信息，这是 BP 算法又称为广义 δ-规则的原因。

下面讨论 $\delta_i^{(l)}$ 的计算方法。根据式(6.5.16)可知

$$\delta_i^{(l)} = -\frac{\partial E}{\partial I_i^{(l)}} = -\frac{\partial E}{\partial o_i^{(l)}} \frac{\partial o_i^{(l)}}{\partial I_i^{(l)}} = -\frac{\partial E}{\partial o_i^{(l)}} g'(I_i^{(l)}) \tag{6.5.20}$$

对于最后一层，因为 $o_i^{(l)} = y_i$，所以$\frac{\partial E}{\partial o_i^{(l)}} = \frac{\partial E}{\partial y_i} = -(t_i - y_i)$，因此

$$\delta_i^{(l)} = (t_i - y_i) g'(I_i^{(l)}) (l \text{ 为输出层时}) \tag{6.5.21}$$

对于其他任何隐层，由式(6.5.15)可知，$\frac{\partial E}{\partial o_i^{(l)}} = \sum_{j=0}^{N^{(l+1)}} \frac{\partial E}{\partial I_j^{(l+1)}} \frac{\partial I_j^{(l+1)}}{\partial o_i^{(l)}} = \sum_{j=0}^{N^{(l+1)}} (-\delta_j^{(l+1)}) w_{ji}^{(l+1)}$，代入式(6.5.20)，最后得

$$\delta_i^{(l)} = \left(\sum_{j=0}^{N^{(l+1)}} \delta_j^{(l+1)} w_{ji}^{(l+1)} \right) g'(I_i^{(l)}) (l \text{ 为输出层以外的任何隐层时}) \tag{6.5.22}$$

比较式(6.5.21)与式(6.5.22)，可以看出，误差是从最后一层开始逐层逆向传播的，这就是称之为反向传播(back propagation，BP)算法的原因。

在上述 BP 算法中，$g'(x) = \frac{\mathrm{d}g(x)}{\mathrm{d}x}$，可见要求神经元的激活函数 $g(\cdot)$是可导的，所以在多层感知器中一般采用 Sigmoid 函数作为激活函数，而不采用不可导的符号函数等。一般采用最简单的 Sigmoid 函数，即 $g(x) = \frac{1}{1+\exp(-x)}$，由此不难导出 $g'(x) = g(x)(1-g(x))$。

以下是 BP 算法的计算步骤。

(1) 初始化：置网络权重系数 $w_{ij}^{(l)}(0)$为不全相等的随机小数。

(2) 前向计算：对每一输入样本 $\boldsymbol{x}_p (p=1,2,\cdots,n_p)$计算所有神经元的输出

$$o_i^{(l)} = g(I_i^{(l)}) = g\left(\sum_{j=0}^{N^{(l-1)}} w_{ij}^{(l)} o_j^{(l-1)} \right)$$

(3) 反向计算：根据对应于样本 $\boldsymbol{x}_p$ 的期望输出 $\boldsymbol{t}_p$，反向递推计算所有的训练误差

$$\delta_i^{(l)} = (t_i - y_i) g'(I_i^{(l)}) (\text{输出层})$$

$$\delta_i^{(l)} = \left(\sum_{j=0}^{N^{(l+1)}} \delta_j^{(l+1)} w_{ji}^{(l+1)} \right) g'(I_i^{(l)}) (\text{隐层})$$

(4) 修正权重系数：

$$w_{ij}^{(l)}(k+1) = w_{ij}^{(l)}(k) + \alpha \delta_i^{(l)} o_j^{(l-1)}$$

(5) 循环判断：当 p 每经历 $1 \to n_p$ 后，如果

$$\sum_{p=1}^{n_p} \| \boldsymbol{t}_p - \boldsymbol{y}_p \|^2 > \varepsilon (\varepsilon > 0 \text{ 是预先给定的误差限})$$

或没有达到事先规定的迭代次数，跳转至(2)。

(6) 停止：记录权重系数及学习误差等信息，终止计算。

在 BP 算法中，误差平方和是权重系数的复杂函数，一般有多个局部极小点。显然，只有全局极小点才是网络的最优解。和所有梯度下降优化算法一样，当初始权重系数选择不当时，BP 算法往往收敛到某一局部极小点，而达不到全局极小点，这是梯度算法固有的缺点。一般需要选择不同的初始权重系数，多次反复学习，从中选出最好解作为最终的权重系数。

与 δ-规则中学习率 α 的影响一样，BP 算法中学习率 α 的选取非常重要。大的 α 在开始时收敛较快，但在后段可能会出现振荡。而小的 α 将使学习过程过长。采用变步长策略，即让学习率随学习过程的进展而逐步减小，可以收到较好的效果。

收敛速度慢以及局部极小问题是 BP 算法的主要缺点，目前已经提出了许多改进方法，但一般没有普适性。一种改进是引入“惯性项”，即

$$\Delta w_{ij}^{(l)}(k+1) = \alpha \delta_i^{(l)} o_j^{(l-1)} + \beta \Delta w_{ij}^{(l)}(k) \tag{6.5.23}$$

α 与 $\beta(>0)$ 的合适选取和具体问题有关。在梯度优化法中，相邻两次搜索方向相互正交，所以引入“惯性项”可以避免振荡、加快收敛。这是一种常见的也是非常有效的改进算法。

由于 Sigmoid 函数的固有特点，输出层神经元的理想输出值只能趋于 1 或 0，不可能到达 1 或 0。所以在设置训练样本的理想输出分量时，不宜设置为 1 或 0，需要时(例如分类问题)可以设置为 0.9(0.99)或 0.1(0.01)。

下面以逻辑异或问题为例来总结 BP 算法。期望的输入输出样本对即训练集合见表 6-3。显然输入层应该有两个神经元，输出层有一个神经元。如果采用一个隐层，并设隐层神经元数为 2，网络结构图如图 6-15 所示。将所有初始权重系数及阈值随机地置为(−1，+1)间的小数。

大量计算表明，学习率 α 对收敛性及计算结果有十分大的影响。设收敛条件为 $|E(k+1) - E(k)| \leqslant 10^{-7}$(实际中还需要设置最大迭代步数以防止长时间不收敛)，当 $\alpha=2.0$ 且 $\beta=0.0$ 时(标准 BP 算法)，需要 2662 次学习才收敛($E \approx 0.000130$)；当 $\alpha=2.0$ 且 $\beta=0.95$ 时(改进 BP 算法)，仅需要 68 次学习便可收敛($E \approx 0.000111$)。

所有收敛解均能实现正确的逻辑异或映射。此外，增加隐层神经元数目也可以获得类似结果。

表 6-3　异或问题训练数据集

输入 x_1	输入 x_2	输出 y
0	0	0.01
0	1	0.99
1	0	0.99
1	1	0.01

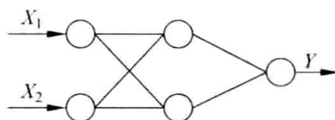


图 6-15　求解 XOR 问题的网络模型

这个简单例子表明，标准 BP 算法需要相对长的学习时间才能收敛，而引入"惯性项"非常有利于提高计算速度和计算精度。对其他问题，具体的数值不同，但有类似的结论。

6.5.4　RBF 神经网络与聚类分析

1. RBF 神经网络

在模式识别、控制工程等应用中，主要是应用神经网络逼近非线性映射的能力。对于前面讨论的多层前馈网络，当有新的输入输出数据对（学习样本）时，网络所有的权重系数都需要进行调整，从而产生学习速度很慢等问题。如果对于输入空间的局部区域，仅有少数几个权重系数影响网络的输出，这样就可以避免上述多层前馈网络的问题。具有这种特点的网络称为局部逼近神经网络。对应地，前面介绍的多层前馈网络称为全局逼近神经网络。

径向基函数（radial basis function）具有径向对称、光滑等优点，以径向基函数构造的神经网络，称为 RBF 神经网络，即径向基函数神经网络。RBF 网络是 20 世纪 80 年代末提出的一种网络模型，是一种典型的局部逼近神经网络，已经获得了非常广泛的应用。

径向基函数的一般形式为

$$\phi_j(\boldsymbol{x}) = \phi_j\left(\frac{\| \boldsymbol{x} - \boldsymbol{c}_j \|}{\sigma_j}\right) \tag{6.5.24}$$

式中，$\boldsymbol{c}_j$ 是第 j 个基函数 $\phi_j(\boldsymbol{x})$ 的中心；σ_j 是基函数 $\phi_j(\boldsymbol{x})$ 的宽度参数。径向基函数 $\phi_j(\boldsymbol{x})$ 在 $\boldsymbol{c}_j$ 处有唯一极大值，并关于 $\boldsymbol{c}_j$ 径向对称。

径向基函数神经网络的一般表达式为

$$y_i = \sum_{j=1}^{m} w_{ij}\phi_j(\boldsymbol{x}), \quad i = 1,2,\cdots,r \tag{6.5.25}$$

y_i 是网络的第 i 个输出，w_{ij} 为网络连接权重系数，$\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n$ 是网络的输入。

为了使 RBF 神经网络完成希望的映射，必须根据已知的输入输出样本对调整权重系数，即学习。对于输入 $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n$，设网络的实际输出 $\boldsymbol{y} = (y_1, y_2, \cdots, y_r)^{\mathrm{T}}$，期望输出

为 $\boldsymbol{y}^{\mathrm{d}}=(y_1^{\mathrm{d}},y_2^{\mathrm{d}},\cdots,y_r^{\mathrm{d}})^{\mathrm{T}}$，那么可以采用简单的 δ-规则来调整权重系数 w_{ij}，即

$$w_{ij}(k+1)=w_{ij}(k)+\alpha(y_i^{\mathrm{d}}-y_i(k))\frac{\phi_j(\boldsymbol{x})}{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})} \tag{6.5.26}$$

式中 α 为学习率，$\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})=(\phi_1(\boldsymbol{x}),\phi_2(\boldsymbol{x}),\cdots,\phi_m(\boldsymbol{x}))^{\mathrm{T}}$。只要 $0<\alpha<2$ 上述学习算法一定收敛。

实际上，如果记 $e_i(k)=y_i^{\mathrm{d}}-y_i(k)$，那么

$$\begin{aligned}\Delta e_i(k)&=e_i(k+1)-e_i(k)=y_i(k)-y_i(k+1)\\&=-\sum_{j=1}^{m}\Delta w_{ij}(k)\phi_j(\boldsymbol{x})=-\sum_{j=1}^{m}\alpha(y_i^{\mathrm{d}}-y_i(k))\frac{\phi_j(\boldsymbol{x})\phi_j(\boldsymbol{x})}{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})}\\&=-\alpha e_i(k)\frac{\sum_{j=1}^{m}\phi_j(\boldsymbol{x})\phi_j(\boldsymbol{x})}{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})}=-\alpha e_i(k)\end{aligned}$$

即 $e_i(k+1)=(1-\alpha)e_i(k)$。显然，只要 $|1-\alpha|<1$，即 $0<\alpha<2$，就有 $\lim\limits_{k\to\infty}e_i(k)=0$。

最常用的径向基函数是高斯函数，即

$$\phi_j(\boldsymbol{x})=\exp\left(\frac{\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{c}_j\|^2}{\sigma_j^2}\right) \tag{6.5.27}$$

不难看出，高斯函数具有形式简单、径向对称、解析、正定等优点，不具有严格的紧支性，但可近似实现局部逼近。

2. 聚类分析

RBF 神经网络中基函数的中心和宽度参数也可以通过梯度下降学习算法来获得，但不再具有唯一性等优点，同时会出现局部极小问题，因此一般通过对输入样本的聚类分析来确定。

聚类分析是一种无监督学习，即没有导师信号，它力图自主地提取输入样本的特征信息。聚类分析广泛用于模式识别中，用以获得输入样本的初步统计信息。有许多聚类分析算法，但最基本的是 k-均值算法。给定训练样本数据，k-均值算法可以较好地提取 RBF 网络中基函数的中心参数，并以此为基础确定宽度参数。

下面结合学习 RBF 网络中基函数的中心参数，给出 k-均值算法的具体实现。在 k-均值算法中，要求已知待分类数据的类型数，即 RBF 网络中基函数的个数(隐单元数)。这里设 RBF 网络中基函数的个数为 m，其实可以根据网络实现的逼近效果来调整其值。

k-均值算法确定 RBF 网络基函数中心参数的步骤如下：

(1) 初始化：随机地选择 $\boldsymbol{c}_j(0)$，$j=1,2,\cdots,m$，$t\leftarrow 0$(一般选为最先进入学习的 m 个网络输入矢量)；

(2) 分类：按输入样本与 $\boldsymbol{c}_j(t)$ 的距离将所有输入分为 m 类 $D_j(j=1,2,\cdots,m)$，即如果 $d_r=\min\{d_j|d_j=\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{c}_j(t)\|,j=1,2,\cdots,m\}$，那么将该输入 $\boldsymbol{x}$ 归为 $D_r(\boldsymbol{x}\in D_r)$；

(3) 修正中心参数：$\boldsymbol{c}_j(t+1)=\frac{1}{|D_j|}\sum\limits_{\boldsymbol{x}\in D_j}\boldsymbol{x}$，其中 $|D_j|$ 表示 D_j 中元素的个数；

(4) $t \leftarrow t+1$：重复上述过程(2)→(3)，直到所有的 $\boldsymbol{c}_j(t)(j=1,2,\cdots,m)$不再变化为止；

(5) 输出 $\boldsymbol{c}_j(t), D_j(j=1,2,\cdots,m)$，聚类完成。

当通过上述 k-均值聚类算法获得所有中心参数 $\boldsymbol{c}_j(j=1,2,\cdots,m)$后，可以按下式估计对应的宽度参数

$$\sigma_j^2 = \frac{1}{|D_j|}\sum_{\boldsymbol{x}\in D_j}\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{c}_j\|^2 \tag{6.5.28}$$

一般说来，RBF 网络结构简单，学习算法容易实现，没有局部极小等问题。但对于给定的训练样本，如何选择适合的径向基函数及确定合适的隐单元(神经元)数有一定的困难问题。一般说来，对同一问题，RBF 网络要求的隐单元数比多层感知器要求的隐单元数要高许多。

6.6 小结

早在控制论的形成初期，维纳就开始了生物中反馈机制的研究和思考，并提出了制造具有学习功能的学习机和模拟及放大人脑功能的智能机，可以认为是现代人工智能最早的伟大预见(参见 2.9 节)。随着计算机技术的高度发展，人工智能的研究与应用在不断深入和广泛。虽然模式识别、模糊逻辑、神经网络、机器学习等都已经成为相对独立的分支或学科，但在广义上仍然可以认为属于人工智能的范畴。特别是基于广义人工智能的控制理论与技术，包括基于专家系统的控制、基于模糊逻辑的控制以及基于人工神经网络的控制，统称为智能控制，在当代控制论中具有特别重要的地位。

本章在讨论人工智能与模式识别基本概念的基础上，介绍了专家系统的构成及基本原理，概述了常见的知识表示方法，重点描述了基于规则的系统及主要的知识推理机制；介绍了模糊集合论的基本内容，分析了典型模糊逻辑系统的构成及模糊推理原理；从人工神经元的数理模型出发，讨论了感知器、多层前馈网络等典型模型的原理及结构，对其中的学习算法进行了简明分析与概括。

本章涉及的主题对现代控制论有相当深远的影响，也是近年被广泛关注的问题。由于相关内容比较多，涉及许多背景知识，在选材时较难取舍、平衡，只能把主要的、基本的方法、理论或结论展现给大家，希望引起读者进一步研究与学习的兴趣。

习题

6.1 传统人工智能研究的主要问题有哪些？对人类的生产与生活有哪些主要的影响？你认为人工智能的下一步发展方向有哪些方面？

6.2 什么是模式？什么是模式识别？以指纹识别系统为例，说明模式识别系统的组成，并分析其中各部分的具体功能。

6.3 专家系统的主要作用是什么？一个专家系统最核心的部分有哪些？分别完成什么功能？

6.4 简要建立一个基于规则的专家系统原型，给出其中知识推理的流程。

6.5 分析比较框架知识表示及其推理与面向对象程序设计方法(思想)的异同。

6.6 根据模糊集合的定义及运算规则，证明表6-2中所列的模糊集合运算基本定律。

6.7 分析比较专家系统与模糊逻辑系统的异同，如果以模糊逻辑理论来构建一个专家系统(称为模糊专家系统)，它比传统上的专家系统有哪些优势？

6.8 什么是线性不可分问题？试用图形举例表示线性可分与线性不可分问题。

6.9 感知器学习方法收敛的条件是什么？在合适的条件下，试证明感知器学习方法的收敛性。

6.10 已知 $y=\sin(2\pi x)$，在$[0,1]$内均匀采样10个数据作为训练样本。试设计一个含隐层的前馈神经网络，用BP算法及改进算法确定网络的权重系数，分析隐层单元数的影响。

6.11 聚类分析属于什么类型的学习算法，它与BP算法的主要不同在什么地方？

6.12 什么是贝叶斯最小风险决策？什么是贝叶斯最小错误率决策？它们的思想在其他领域有哪些可能的应用？

6.13 机器学习的一般定义是什么？为什么可以说系统辨识是机器学习的特例？

参考文献

1. Shirai Y, Tsujii J. Artificial Intelligence: Concepts, Techniques and Applications. New York: John Wiley & Sons, 1984
2. Luger G, Stubblefield W. Artificial Intelligence: Structures and Strategies for Complex Problem Solving. 5th Edition. UK: Addison-Wesley, 2005
3. Daniel Schutzer. Artificial Intelligence: An Applications-oriented Approach. New York: Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1987
4. J. P. Marques de Sa. Patten Recognition: Concepts, Methods and Applications. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2001
5. Richard O. Duda, Peter E. Hart, David G. Stork. Patten Classification. Second Edition. New York: John Wiley & Sons, 2001
6. [英]Andrew R. Webb 著，王萍等译. 统计模式识别(第二版). 北京：电子工业出版社，2004
7. 马玉祥，武波. 专家系统. 北京：电子工业出版社，1994
8. 李人厚. 智能控制理论和方法. 西安：西安电子科技大学出版社，1999
9. Zeidenberg M. Neural Network Models in Artificial Intelligence. Ellis Horwood Limited, 1990
10. Sutton R, Barto A. Reinforcement Learning. London: MIT Press, 1998

第7章 智能控制方法

7.1 智能控制的概念

对于许多复杂的被控对象和它的外界环境引发的扰动，有时难以建立有效的数学模型和采用常规的经典或现代的控制理论和方法去进行定量计算和分析、设计。为此，随着人工智能研究的发展，人们开始将人工智能引入到自动控制系统，形成智能控制系统。这是新一代的自动控制系统。并出现了“智能控制”这个新研究和开发方向。

“智能控制”这一概念是美国普渡大学(Purdue University)电气工程系教授傅京孙(K. S. Fu)在维纳的机器能学习、可具有智能的思想影响下(见2.9节)，在20世纪70年代初提出来的。他在对几个自学习系统进行研究后，为了强调系统中所用的人工智能的启发式规则和它对问题求解及决策能力，他采用了“智能控制系统”来概括这些系统。1987年在美国召开智能控制的首届国际学术会议，标志着智能控制作为一个控制科学的新分支得到了承认。

智能控制具有与人工智能、自动控制、信息技术和系统工程(包括运筹学)等形成交叉学科的特点和定量与定性相结合的分析方法的特点。其中系统工程是从整体出发合理开发、设计、实施和运用系统的工程技术。而运筹学(operational research)是系统工程方法论中的核心技术之一，它用数学方法研究系统在内外环境的约束条件下合理调配各种资源，使之有效运行的技术科学。因而，智能控制是运用智能方法或机器，无须人干预地自主来解决被控对象的建模和控制、优化等目标问题的新自动控制分支。

智能控制的特点是具有智能，能解决一些以往的自动控制解决得不好或者不能解决的控制问题。它将人工智能中的专家系统、学习控制、模糊逻辑控制和具有多层感知器的神经网络等分别与自动控制和系统工程的一些方法相结合，形成一些新的、具有独特性能的智能自动控制系统。

已经研制成能听懂人的言语、执行人的命令的智能机器人，能行走、上楼梯的智能机器人，以及能进行某些特殊操作的智能机器人，如目前能在设置爆炸物的现场拆除引信的智能机器人和消防灭火的智能机器人等。

按照这些思路已经研究出一些智能控制的理论和技术,用以构造适用于不同领域的智能控制系统。以下介绍四种较常用的智能控制系统,具体说来就是:分别运用由知识库、数据库、学习机、推理机组成的智能决策单元(专家系统),模糊控制,学习控制以及神经网络来构建控制器。由此可知,智能决策单元或智能控制器,是以微积分所表示的高等数学方法和以语言变量、规则和推理所表示的符号运算及推理(非数学)方法的混合并存作为特点。

7.2 专家控制

7.2.1 专家系统和专家控制器

专家系统是根据那些解决专门问题非常熟悉的人们(专家)的大量知识和经验建立起来的计算机程序系统,它能进行推理和判断,模拟人类专家的决策过程来求解专门的难题,而应用专家系统的概念和技术,模拟人类专家的控制知识与经验而建立的控制系统,称为专家控制系统(expert control system),其中结构、功能简单些的称为专家控制器(expert controller)。中国的第一个专家系统——中医关幼波肝炎诊断治疗程序,是由中国科学院自动化研究所控制论组和北京市中医院于 1977 年研制成功的。它能够根据病人的临床症状和化验结果,运用中医理论知识和经验进行推理,得出病理诊断结论,并为肝炎病人开出相应的中药处方。在系统设计中,采用模糊逻辑表达中医的知识和经验,进行辨证施治的推理。

专家系统的功能为:解释(根据信息对局势)、预测(对未来)、诊断(对人体疾病和机器故障)、设计(对产品结构,部件布线)、行动(对计划,步骤)、监控(对系统行为有影响因素)、调试或故障排除(提出处理意见)、修理(制订计划并执行)、教学(智能化的计算机辅助教学)、控制(对空中交通,军事,复杂系统)等。应用领域包括汽车、电子、航空、航天、交通控制、商务管理、疾病诊断、医疗、军事、化工和制药等。

图 7-1 的自动控制系统是基于专家控制器的工业过程专家控制系统。在没有控制器时这是一个人控的手动控制系统,操作人员的眼睛看着测量用传感器(反馈环

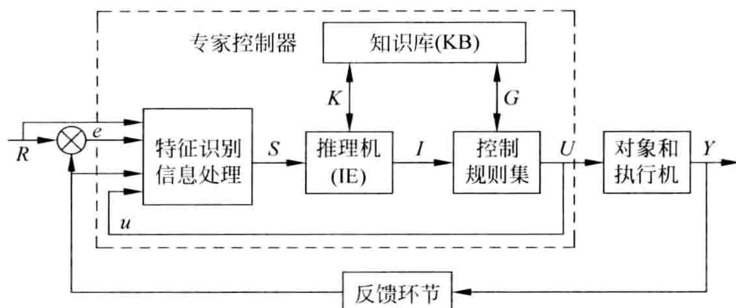


图 7-1 专家控制器的结构框图

节)即被控制量的测量刻度，脑里进行着复杂的推理和判断；首先判断瞬时误差的正负和大小，然后识别调节过程的特征，如超调量、振荡次数和稳态误差(见 3.3.1 小节)等，再根据以往的控制知识和经验，决定应该施加多大(增加还是减少)的控制作用至执行机构。图上虚线框所示为专家控制器以替代专家的手动控制。它由特征识别与信息处理部分、推理机(inference engine)、知识库(knowledge base)和控制规则集组成。它被认为是一种简单的专家系统。

"特征识别与信息处理"部分是对输入作用 R(大写字母表示集合)、扰动作用、误差 e 和输出作用 V 等信息特征的提取和加工，为控制决策和学习、适应提供依据的软件。"知识库"是将知识表示为计算机内部形式并能进行处理的软件，它存放工业过程控制领域的知识，具有补充或自我修改、完善的能力的软件。"控制规则集"是对被控过程的各种控制模式和经验的归纳和总结的软件，实际上就是规则库(rule base)。"推理机"用于记忆所采用的规则和控制策略的程序，使整个专家系统能够以逻辑方式协调地工作，进行推理(见第 6 章)作出决策的软件。由于规则条数不多，搜索空间很小，推理机就十分简单，采用向前推理的方法。

上述基于专家系统的专家控制器已成功地用于具有强非线性(见第 4 章)和大滞后的工业旋转窑的温度控制等场合，取得了远比常规 PID 控制器优越得多的性能。

7.2.2 专家控制系统举例——青霉素发酵过程专家控制系统

青霉素发酵过程是一个非常复杂的生物化学过程，在发酵的不同阶段既有菌体的自身生长、繁殖、老化，又有青霉素的合成及水解，存在着多种生化过程。因此，建立青霉素发酵过程的数学模型非常困难。很少见到有关依靠数学模型成功地进行青霉素工业生产的报道。另一方面，几十年的工业生产实践，有关专家和操作人员对控制发酵过程，稳定生产和提高产量，积累了丰富的经验。这为研制发酵过程的专家控制系统，奠定了基础。

1. 发酵过程专家控制系统的结构

发酵过程要求对一些重要参数，如发酵罐温度 T、发酵液的酸度 pH 值、溶解氧 DO 等进行控制，同时要求对直接影响菌体代谢和青霉素生产的补液过程进行控制(图 7-2)。

发酵过程环境参数控制系统要使发酵环境参数 T，pH，DO 跟踪专家控制器给出的控制点或控制域。过程的反馈信息由在线和离线两种途径输入专家控制器的数据库。

所有在线检测的传感器和分析仪表检测的参数：如温度、压力、pH 值、DO、CO_2、尾气氧、空气流量、搅拌功率、搅拌速度等通过 I/O 接口通道输入计算机。而在化验室离线测定的参数：如各种物料的浓度、菌丝量等由操作员定时从计算机人机接口输入到数据库。

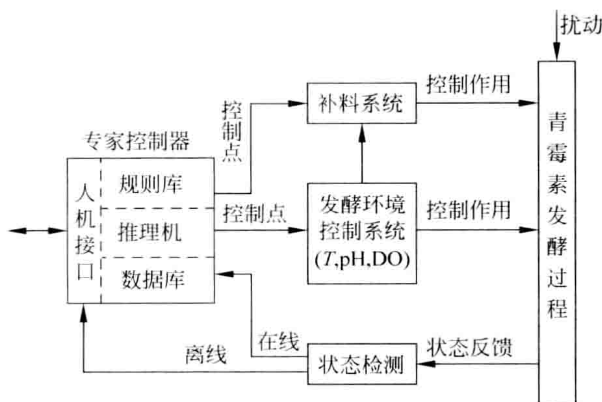


图 7-2 青霉素发酵过程专家控制系统的功能框图

青霉素发酵过程专家控制系统的核心是专家控制器,它使用产生式规则作为知识表达形式。它主要由四部分组成:数据库、规则库、推理机和人机接口。

2. 专家控制器的设计

(1) 数据库。存储系统所需要的各种动态的和静态的、现在的和历史的、原始的和中间计算的各种数据。这包括上文所说的:①在线检测的发酵过程各种状态参数,其中部分历史数据需要保存;②离线分析测定(含生物探头)的各种生化数据,其中部分历史数据也需要保存;③各种静态数据,如判断发酵阶段的参数水平阈值或时间界限、判断加料时机的参数水平阈值或时间界限、不同发酵阶段发酵环境控制的控制点或控制域、各个发酵阶段各种补料模型中的比例系数的调整值、比例系数的上下限、补料量的上下限等;④由在线检测数据计算出来的数据,如 CO_2 的释放率 CPR 等;⑤专家控制器推理出来的数据,包括最终结果和中间结果,如发酵阶段的阶段值、各种物料的补料量等。

(2) 规则库。要能合理全面地获取发酵工艺专家的知识,用知识工程的语言正确地表达出来。规则库是产生式专家系统的知识库。这里,专家系统所依靠的是产生式规则。

青霉素发酵过程专家控制系统的规则库主要包括:①发酵阶段判断规则;②各种物料补料时机的判断规则;③各种物料在发酵各个阶段的补料控制模型以及这些模型的选择切换规则;④发酵环境控制的各个量在不同阶段的控制点或控制域的调整规则。

规则共有数十条,今仅举例规则①和②如下:

规则① 加糖时机判断规则

$$\begin{aligned}&\text{IF (FSEG} = 1\text{) AND ((}(\Delta\text{pH} > \alpha_1\text{) AND (CO}_2 >= \beta_1\text{))OR}\\&\text{(CPR 稳定时间} > t_1 = 1\text{)) AND (}>= t_2\text{),THEN 开始加糖}\end{aligned} \tag{7.2.1}$$

式中,FSEG 为发酵阶段值;$\Delta pH = pH - \text{Min } pH$,pH 由谷底回升值;$\alpha_1, \beta_1, t_1, t_2$ 为经验数据;t 为发酵周期。

规则②　加糖规则之一

$$\begin{aligned}&\text{IF (FSEG = 1) AND (pH >= }\alpha_2\text{)},\\&\text{THEN } R_{sr} = a + bf_1(t) + K_1(\text{pH} - \alpha_2) + \Delta R_{sr}\end{aligned} \tag{7.2.2}$$

式中，α_2 为经验数据；K_1 为经验系数；R_{sr} 为加糖率；ΔR_{sr} 为加糖率 R_{sr} 的人工修正值；$f_1(t)$ 为发酵周期 t 的函数，由回归法获得；a，b 为回归系数。

(3) 推理机。在问题求解的每一步主要解决对控制规则的选择和应用。如选择不当，可能导致在有限时间内得不到问题的解答。但这个产生式专家系统的问题简单得多，规则库规模也小。本项成果采用如下的控制策略：①数据驱动的正向推理；②规则优先级排序以消解冲突；③在每一步求解中一条规则总共至多执行一次。

这里正向推理就是从产生式规则的前件(条件或前提)出发，向前推理，到目标(操作或结论)为止。所以，青霉素发酵过程专家控制系统的推理过程包括“匹配”、“选择”和“执行”三个步骤。“匹配”就是用数据库的数据匹配规则库中的各规则的前件，匹配后的诸规则产生一个冲突集。再根据一定的控制策略(规则的优先级排序)由冲突集中选中(“选择”)一个规则。“执行”所选出的规则，并以其结果修改数据库。

(4) 人机接口。它具有两种功能，一是支持系统的修改和扩展，如规则库的修改和扩展、数据库的修改和增删；另一是运行用户接口，支持在线人机交互对话、在线输入化验数据、在线修改数据库中的数据、在线显示推理结果和工艺参数等。

3. 青霉素发酵过程专家控制系统及其运行

系统的硬件为 MICROMAX 工业过程监控中心(两级分布式计算机控制系统)，青霉素发酵过程专家控制系统在华北制药厂两个百吨发酵罐上运行多年，取得显著的经济效益。

7.3 模糊控制

7.3.1 模糊控制原理

采用由模糊数学语言描述的控制规则来控制系统，称为模糊控制(fuzzy control)，由美国控制理论家 L. 扎德 1965 年开始逐步提出并完善，1974 年 E. 曼达尼(Mamdani)等成功地应用于小型汽轮机的控制。此后，模糊控制的应用得到广泛的发展和推广。

在上文中提到由人控的工业过程手动控制系统(7.2.1 小节)。其中操作人员一方面在观察传感器(反馈环节)的读数，它们是用数字表示的；另一方面他根据他的知识和经验在对被控量(输出)的特征进行识别。后者更常常是用语言信息表示的，同时自动控制误差和控制作用也是根据操作者的知识和经验以语言信息表示的。

然后进行复杂的推理和判断，它们也是基于语言信息的。例如被控量的误差小，或者被控量在调节过程中上升较快，有较大的超调量，则控制器的微分作用应该是"较大"。上述规则也就是模糊控制规则。因为操作人员的知识，大多数是以语言信息来表述的，而且常常是用比较模糊的术语来表示的，如"较快"和"较大"等。这样表达知识既方便又有效。

例如，3.1节的炉温作为一个语言变量，可以在温度集 T 中取值：

$$T(\text{温度}) = \{\text{超高,很高,较高,中等,较低,很低,过低}\}$$

模糊函数的隶属度及隶属度函数的概念已在第6章阐述，一个模糊变量(如炉温)可以在一个论域内取值，模糊函数可能在这个论域内取所有数，并以取某一确定值的"属于的程度"来作为该点的隶属度。譬如说，所说温度集 T 的模糊函数"中等"温度不是以一个确定的量"1500℃"来表示，而是以一个从 1375 ～ 1625℃的温度区间的三角形的分布来描述。即1500℃一定属于"中等"温度，其隶属度等于1，而1375℃以下和1625℃以上温度一定不属于"中等"温度，其隶属度等于0。整个温度集的隶属度函数如图7-3所示，由7个三角形隶属度函数组成。隶属度函数的纵坐标为隶属度，最大为1表示"一定属于"，最小为0表示"一定不属于"。图中"超高"和"过低"两个语言变量的隶属度函数是呈半个梯形。

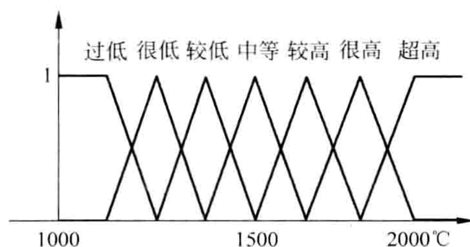


图 7-3　温度的隶属度函数

同时自动控制误差和控制作用也是根据操作者的知识和经验以语言信息表示的。它们都规定了各自的论域和隶属度函数。

模糊控制和专家系统控制一样，两者都含有知识库和推理机，所不同的是在模糊控制系统中采用的是模糊知识表示和模糊推理方法。模糊控制的基本结构，如图7-4所示。它由模糊化接口、知识库、推理机和模糊判决接口组成。模糊化接口将测量得到的输入变量、输出变量和误差(必要时误差的导数)变换为适当的语言值。知识库由数据库和语言规则库组成。推理机可以实现拟人的决策过程，根据模糊输入和模糊控制规则，进行模糊推理以获得模糊输出(决策)。去模糊器(模糊判决)接口起到根据推理机的模糊输出 U，产生一个精确的控制作用 u，加到执行环节和对象上。模糊控制系统的实现有多种方案，不少模糊控制系统有很好的控制效果。模糊控制已广泛用于过程控制、机器人控制等许多场合。

模糊控制器原理　模糊控制器主要是将控制者的经验加以整理和处理，归纳成一组模糊条件语句；并根据模糊数学工具加以数量化，用模糊逻辑、模糊语句给出模

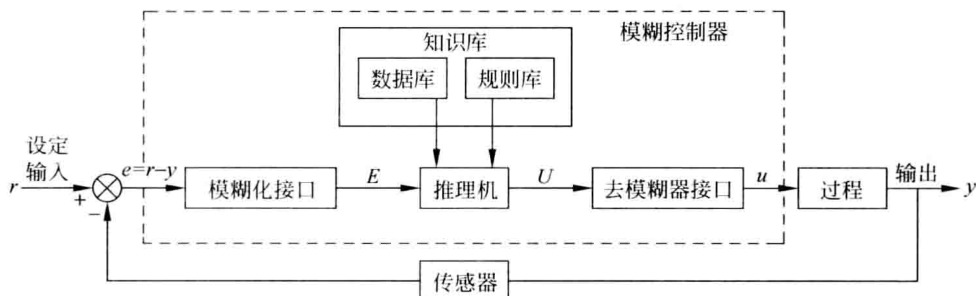


图 7-4　模糊控制的基本结构框图

糊算法，使模糊控制器能够模仿人的操作策略，使计算机能接收模糊算法语言给出的控制指令，实现对系统的控制。

模糊控制器的设计可以归纳为三方面：

(1) 将各种语言变量模糊化一般是通过计算控制系统的现时误差及误差的变化率，并将它们分类定级，确定论域，给出在各种组合情况下的隶属度，使各种变量模糊化。

(2) 设计模糊控制算法，计算出模糊控制量。模糊控制算法通常是应用模糊条件语句或近似推理来表述(6.4.3 小节)。例如

IF…，THEN…(若 P 则 Q)；

IF…OR…，THEN…(若 P 或 Q 则 S)；

IF…OR…，ELSE…(若 A 或 B，否则 C)；

IF…AND…，THEN…(若 A_F 且 B_F 则 C_F)等。

(3) 去模糊器(即模糊判决，见 6.4.2 小节)的设计。模糊判决方法主要有三种：①最大隶属度法；②中位数判决法；③加权平均法。每种方法各有优、缺点，它的功能是将所用模糊控制算法的模糊条件语句转化成被控对象所能接受的一个控制作用确定的值。

7.3.2　模糊控制应用举例

如上文的炉温控制系统，将被测炉温(被控制量)分成 7 个等级。更重要的是将炉温的误差 e 分成 7 档，并以代号：−3，−2，−1，0，+1，+2，+3 表示。由此，给出的误差变量的论域为

$$X = \{-3, -2, -1, 0, +1, +2, +3\}$$

而误差在论域中有 5 个语言取值，以脚标 e 相区别：

$$PB_e, PS_e, O_e, NS_e, NB_e$$

分别为：正大、正小、零、负小、负大。为了将误差变量模糊化，需要给出上述值的隶属度，见表 7-1。

表 7-1　误差 e 的隶属度

隶属度＼等级 变量	−3	−2	−1	0	+1	+2	+3
PB_e	0	0	0	0	0	0.5	1
PS_e	0	0	0	0.5	1	0.5	0
O_e	0	0	0.5	1	0.5	0	0
NS_e	0	0.5	1	0.5	0	0	0
NB_e	1	0.5	0	0	0	0	0

控制量是调压器上可移动触头位移的变化 u，向上移为正(增加电压)，向下移为负(减少电压)。设可移动触头位移的变化分为 9 档。用代号−4，−3，−2，−1，0，+1，+2，+3，+4 表示。因此，控制量的论域为

$$U=\{-4,-3,-2,-1,0,+1,+2,+3,+4\}$$

将控制量的语言取值也分为 5 级，以脚标 u 相区别，即

$$PB_u, PS_u, O_u, NS_u, NB_u$$

其含义分别为：正大、正小、零、负小、负大。同样，给出取这些值的隶属度如表 7-2 所示。

表 7-2　控制量 u 的隶属度

隶属度＼等级 变量	−4	−3	−2	−1	0	+1	+2	+3	+4
PB_u	0	0	0	0	0	0	0	0.5	1
PS_u	0	0	0	0	0	0.5	1	0.5	0
O_u	0	0	0	0.5	1	0.5	0	0	0
NS_u	0	0.5	1	0.5	0	0	0	0	0
NB_u	1	0.5	0	0	0	0	0	0	0

模糊控制算法的设计就是给出模糊条件语句。按照操作者的经验归纳出如下规则

IF e 负大，　THEN u 正大；

IF e 负小，　THEN u 正小；

IF e 为 0，　THEN u 为 0；

IF e 正小，　THEN u 负小；

IF e 正大，　THEN u 负大。

并列入到表 7-3 中。

表 7-3　模糊控制算法

IF	NB_e	NS_e	O_e	PS_e	PB_e
THEN	PB_u	PS_u	O_u	NS_u	NB_u

今用一个实例来说明如何进行模糊判决。设测得误差的值进入数据库和规则库并由后者查得该误差的相应等级，如 NB_e，由此得

$$\breve{e} = NB_e = (1, 0.5, 0, 0, 0, 0, 0)$$

式中 $\breve{e}$ 表示误差 e 的模糊子集。由模糊控制算法表(表 7-3)查得

$$\breve{u} = PB_u = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0.5, 1)$$

根据最大隶属度判决法，可选控制量为"4 级"。如根据中位数判决法，即将隶属度函数曲线与横坐标所围成的面积平均分成两部分，所对应的论域元素 u 作为输出判决。由上式 $\breve{u}$ 可知其隶属度函数是直角三角形，均分三角形面积得 $u \approx 3.62$，也即接近"4 级"。如根据加权平均判决法，$u \approx 3.79$，也即接近"4 级"。于是可在相当于"4 级"的触头位移的变化量中选一个精确值 u^*，并加到控制系统中。这样，便完成了模糊控制。

以上仅是一个最简单的数字例子。实际应用中，还应该引入误差 e 的变化(导数 $\dot{e}$)，并被模糊化，一起被用来控制 u。这时，模糊控制算法要应用较复杂的模糊条件语句或近似推理 IF e …AND $\dot{e}$ …，THEN u …来表述。针对加热炉具体对象，模糊控制算法成了三维的表格，如表 7-4 所示。

表 7-4 有误差 e 变化 $\dot{e}$ 的模糊控制算法

e \ u \ $\dot{e}$	$NB_{\dot{e}}$	$NS_{\dot{e}}$	$O_{\dot{e}}$	$PS_{\dot{e}}$	$PB_{\dot{e}}$
NB_e	PB_u	PB_u	PB_u	PS_u	O_u
NS_e	PB_u	PB_u	PS_u	O_u	NS_u
O_e	PB_u	PS_u	O_u	NS_u	NS_u
PS_e	O_u	O_u	NS_u	NS_u	NB_u
NB_e	O_u	NS_u	NS_u	NB_u	NB_u

由于依据误差和误差的变化进行控制，所以按表 7-4 进行的控制具有比例和微分(PD)控制的性质。为了消除静差还需要设法引入积分，这样形成 PID 模糊控制器。

第 3 章所应用的、美国 MathWorks 公司推出的高级软件产品 MATLAB/Simulink 软件，也是研究模糊控制的重要工具。在 Simulink 的库中有 Fuzzy Logic Toolbox(模糊逻辑工具箱)模块库，内有 Membership Function(隶属度函数)和 Fuzzy Logic Controller(模糊逻辑控制器)等子模块库。可以将所需要的模块从子模块库中拖出到 Simulink 的工作空间与其他元(部)件一起构成模糊控制系统，大大简化研究和设计工作(图 7-5)。并在示波器上可看到在阶跃输入作用下的响应(这里从略)，以检验设计是否令人满意。

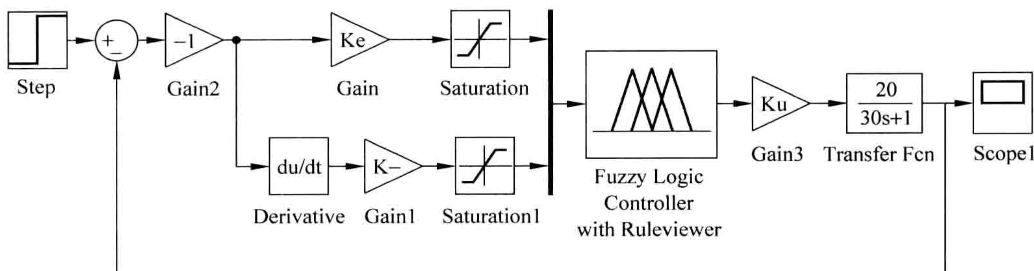


图 7-5　依据误差和误差变化的模糊控制系统 Simulink 仿真图

7.4　学习控制

学习控制(learning control)是指在对系统进行控制的进程中估计某些信息,并据以改善控制的一种控制方法,以便逐步改进控制系统的性能。学习系统是自适应系统的发展与延伸,它能够按照运行进程中的"经验"和"教训"来不断增长知识,改进算法,更广泛地模拟人类的某些行为(如判断、推理等)。

图 7-6 所示为一个由智能决策单元(intelligent decision unit,IDU)控制来修正的 PID 控制器的智能工业控制系统。智能决策单元由数据库(data base)、规则库、推理机和学习机(learning machine)组成。首先要将系统的输入、误差(及其导数)和输出(及其导数)以及输出的动态品质(如上升速度、超调量、振荡次数和调节时间等)作为过程的特征,输进决策单元的数据库。规则库存放修改 PID 控制器的比例(P)、积分(I)和微分(D)的规则。例如,如果系统输出趋向振荡,则要加大微分系数和(或)减小积分系数等。推理机根据规则库内的规则来推理:如何变化控制器的相应 PID 参数;学习机是通过学习来修正控制规则和推理规则的软件。学习机根据新、老 PID 参数的使用情况来学习,使推理机能更有效地改变控制器参数。

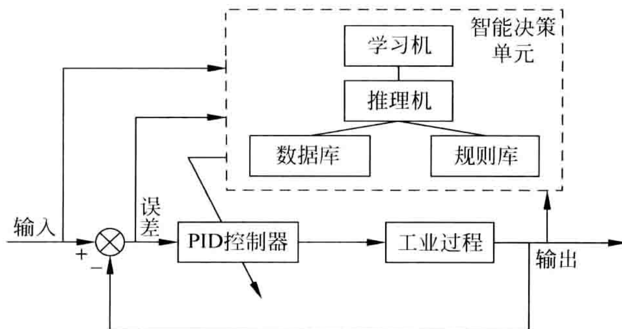


图 7-6　由智能决策单元来修正控制器参数的过程控制系统框图

下面以万吨水压机的学习控制为例进行介绍。

万吨多向模锻水压机是一种特大型模锻设备,用于锻造大型有色金属的锻件。

为实现锻件批量生产的自动操作，设计了学习控制系统。它可以实现自动化，避免疲劳或不熟练引起的操作失误。

自动控制系统组成和控制要求　它由两级计算机组成：上位机选用 IPC-610 工业控制机完成模锻过程的监视和学习控制系统的算法，下位机采用 A2 系列可编程序控制器(PLC)组成基础自动化装置，直接输入模锻过程的状态信号，输出控制信号给相应的电磁阀控制模锻过程(图 7-7)。各操作手柄和分配器都分别与一个绝对式光电编码器直接连在一起，编码器将操作手柄或分配器的转动角度转换成二进制数字信号，构成电液伺服系统，实现遥控(图 7-8)。

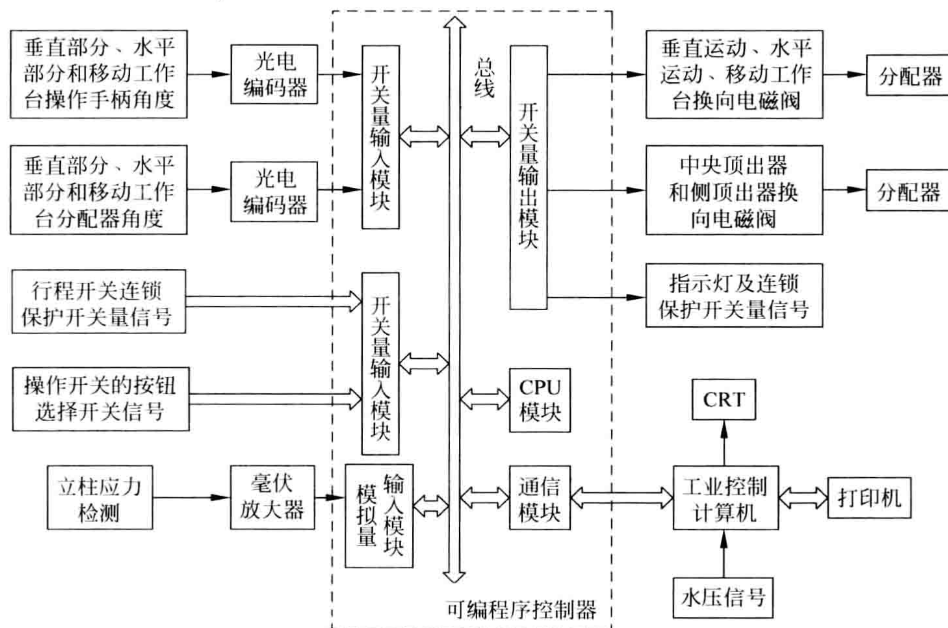


图 7-7　万吨水压机两级计算机控制系统框图

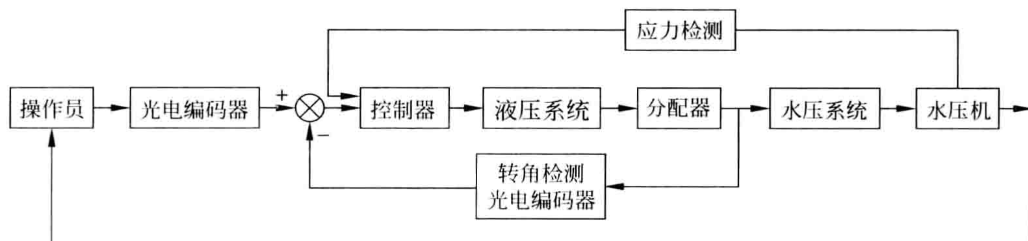


图 7-8　数字电液伺服系统原理框图

在模锻生产过程中操作员通过操作台上的选择开关、按钮和遥控手柄使水压机的可移动的工作部分(垂直部分、水平部分、移动工作台和两台顶出器等可移动的部分)按工艺要求以一定的时序动作完成模锻加工。

学习控制系统工作时,由熟练的操作员示范操作模锻加工过程,系统进行自主学习,提取加工过程的特征值,构成操作知识库。自动化操作时,由计算机自主地运用知识库中的操作知识,代替人发出操作指令,从而实现批量生产的无人操作。

特征值的提取　为了实现可编程序控制器和工业控制机之间批量生产信息的传输,各输入、输出接点信号按一定格式顺序存入确定的数据寄存器中。准确、完整地提取模锻过程的特征值是构成学习控制系统的关键,特征值的维数恰当与否和准确程度对学习控制系统的运行品质将产生重要影响,甚至影响到系统的运行稳定性和可靠性。为了使操作知识系统化和有序化,便于学习,将一块坯料的模锻过程分成6个子过程:工作台移入、垂直操作、水平操作、中央顶出器工作、工作台移出、侧顶出器工作等子过程。由于模锻过程操作的特点,各子过程的特征值的结构有很大的相似性。为此,将子过程的描述定为9个特征值(9维):手柄"空程"位置的角度值、空程持续时间、空程压力、手柄"工作"位置的角度值、回程持续时间、工作压力、手柄"回程"位置的角度值、回程持续时间、回程压力。计算机从获取的信息中提取特征值但首先必须保证信息的准确性。然后各特征值按一定规则存储在学习控制系统的操作知识库中。进入无人操作的批量生产时就运用这些知识。

由于操作员在相同的模锻过程中可能作出不同的操作决策,为此采用折衷的办法。对各次模锻过程中的同一特征值的不同取值按中值平均,形成操作知识。学习控制系统还采取措施来验证操作知识的正确性。一般只需学习5～7次即可形成操作知识,完成自学习过程。

无人操作的实现　系统进入无人操作的批量生产状态后,工业控制机自主地运用操作知识库中的知识,向PLC发出操作指令。PLC就能驱动相应的电磁铁、电磁阀,达到与人一样的操作效果。与图7-6相比,这个学习控制系统比较简单,它没有规则库和推理机,没有不断的学习和更新功能,"智能"的水平较"低"。但对这样一个大型水压机而言,重要的是可靠和能够进行无人操作下的准确加工。

学习控制中的一种称为"迭代学习控制"(iterative learning control),是目前在机器人控制上采用的反复学习的控制策略。它反复应用先前试验得到的信息,以获得能够产生系统期望输出轨迹的输入,改善控制的品质。在这个过程中它不需要系统中被控对象模型参数的信息。迭代学习控制也可以应用于(大)工业过程的在线递阶稳态优化控制,以提高过渡过程的品质。

7.5 神经网络控制

7.5.1 利用神经网络建立模型

在6.5.3小节阐述了多层前馈神经网络及BP学习算法,这类人工神经网络称为BP神经网络,在自动控制系统中起重要的作用,已经在神经网络建模中广泛地应

用。下面的工业过程的神经网络产品质量模型是应用实例。

镍冶炼炉生产装置长期在连续和平稳地进行生产。这时可以进行稳态优化控制(见 5.7 小节)以提高产量,并需要一个表征装置在这种情况下输入-产品质量关系的稳态数学模型。这个数学模型非常复杂,也很难求得。多层神经网络为建模提供了可能。

镍冶炼炉是由镍精矿制取冰镍的核心熔炼设备。熔炼过程是将干燥后的镍精矿、熔剂与烟尘、重油、富氧鼓风一起从炉顶部喷入炉内,使入炉物料在瞬间完成熔炼过程的冶金化学反应,形成产品冰镍、炉渣和含有 SO_2 的烟气。冰镍的质量指标之一便是渣中含铁硅比。本例要建立的就是炉输入与铁硅比关系的模型。

工业过程生产装置的输入输出关系可以表述成:

$$y = F(c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, \cdots; u) \tag{7.5.1}$$

式中 y 是装置的输出(如铁硅比); u 是装置的输入(如镍精矿量),在稳态生产下它是常数; c_i 是该装置相连其他几个输入控制器的设定点,即熔剂、烟尘、重油、富氧、鼓风各输入控制器的设定点。今从运行记录中收集到 98 对稳态运行数据,$y_p, u_p, c_{ip}, p=1,\cdots,98, i=1,\cdots,5$。选用的前馈多层神经网络有双隐层,各有 5 个节点;输入节点 c_i 为 5 个,$i=1,\cdots,5$;输出节点为 1 个 y。这称为 5-5-5-1 型神经网络。选激励函数 g 为 S-函数(图 6-10)。由 $g(x)$定义式可看出,x 的绝对值超出[0,1]范围时 $g(x)$趋于饱和。对 x 的变化便不敏感。为此,要将 x_p 的值归一化。其思想就是通过变成无量纲的相对值$\overline{x_p}$使它处于[0,1]范围内。利用归一化后的数据$\overline{u_p}$,$\overline{c_p}$来训练上述 5 输入 1 输出的神经网络,初始时取权重为[0,1]上的随机数和阈值 θ_j 为 0。再定义所研究的神经网络学习的平方误差 E

$$E = \frac{1}{2}\sum_{p=1}^{98}(y'_p - y_p)^2 \tag{7.5.2}$$

式中 y'_p 为经训练后神经网络的输出。

采用 BP 学习算法,沿使 E 减小的方向调整权重。最后经过近千次训练后,平方误差 E 可以降低到容许的值,如小于 0.1,而均方误差小于 0.001。这里,训练到所需要的拟合精度后,训练即告完成。这种训练是基于由程序编成的算法自动地进行的。

图 7-9 示明冰镍的质量铁硅比的神经网络学习曲线,其中实线为运行数据,点线为学习曲线。

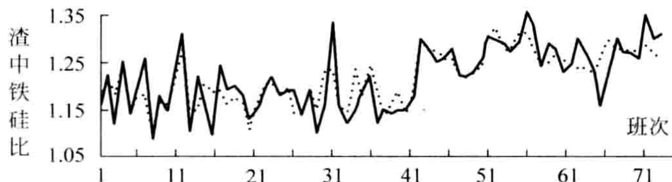


图 7-9　渣中铁硅比的神经网络学习曲线

使用神经网络模型时只要在上述98对数据集里或附近的一套数据 c_i 加入到神经网络输入端，它就会立刻在输出端给出一个 y。只要这98对数据所反映的是一个连续的函数，包括非线性函数，则这个神经网络输出 y 以一定的精度逼近冶炼炉装置的实际输出——冰镍的铁硅比。这样，这个经过训练后的5-5-5-1型神经网络就是过程生产装置的神经网络模型。它比利用机理的模型要准确，而更便于利用新数据对模型参数进行更新。实际应用中常常以三分之二的数据用来训练，三分之一的数据用来检验网络模型的效果，并且汇集两者得出神经网络模型的精度。

7.5.2 神经元控制

单个人工神经元在自动控制系统中用作控制器，并不多见，但人工神经网络经过训练后可以起控制器的作用，称为“神经网络控制器”。图7-10是水轮发电机的复合控制系统，其目的是要实现水轮发电机的并网运行。图中 f_N 和 φ_N 相应为电网的频率和相位，作为复合控制系统的给定。f_G 和 φ_G 相应为被控发电机组的频率和相位。水轮发电机并网运行的理想条件为发电机与电网间的电压差 $\Delta u=0$，频率差 $\Delta f=0$ 和相位差 $\Delta\varphi=0$。并网连接时间应尽可能短。图7-10的复杂控制系统能实现频率跟踪和相位跟踪的复杂控制方案。

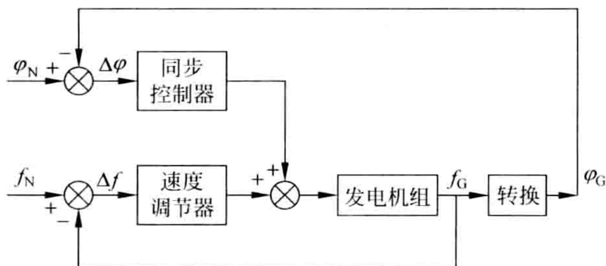


图7-10 发电机复杂控制系统原理框图

在图7-11上利用两个神经元 N_p 和 N_f 实现水轮发电机双神经元同步控制。其中 N_p 和 N_f 分别为相位和频率神经元。图中框 $K_f>0$ 和 $K_p>0$ 为神经元的比例系统块；$Z_f(t)$ 和 $Z_p(t)$ 为控制的性能指标，即测量 Δf 和 $\Delta\varphi$；x_i 为神经元输入，W_i 为 x_i 的权系数($i=1,2,\cdots,5$)，装置为图7-10对被控发电机组的控制装置并检测出性能指标。

对于神经元 N_f

$$
\begin{aligned}
x_1(t) &= f_N(t) \\
x_2(t) &= f_N(t) - f_G(t) \\
x_3(t) &= x_2(t) - x_2(t-1)
\end{aligned}
\tag{7.5.3}
$$

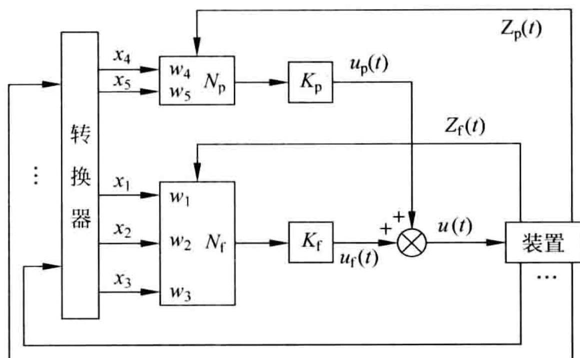


图 7-11　双神经元同步控制系统示意图

$$u_f(t)=\frac{K_f\sum_{i=1}^{3}[w_i(t)x_i(t)]}{\sum_{i=1}^{3}|w_i(t)|}\tag{7.5.4}$$

对于神经元 N_p

$$\begin{aligned}x_4(t)&=\varphi_N(t)-\varphi_G(t)\\x_5(t)&=x_4(t-1)-x_4(t)\end{aligned}\tag{7.5.5}$$

$$u_p(t)=\frac{K_p\sum_{i=4}^{5}[w_i(t)x_i(t)]}{\sum_{i=4}^{5}|w_i(t)|}\tag{7.5.6}$$

图 7-11 转换器的作用在于从发电机组和电网中得到上述 x_i,($i=1,2,\cdots,5$)。神经控制器的总输出为

$$u(t)=\begin{cases}u_f(t)+u_p(t) & |x_2(t)|\leqslant 1\text{Hz}\\u_f(t) & |x_2(t)|>1\text{Hz}\end{cases}\tag{7.5.7}$$

经训练神经元后,双神经元同步控制系统具有良好的控制效果,可直接用于控制水轮发电机的并网运行。

神经网络可用作辨识器在自校正控制(5.7 节)中代替常规辨识器以辨识对象的神经网络模型来代替其数学模型进行自校正或自适应控制。

7.5.3　神经网络控制方法

神经网络通常与其他控制思想一起,形成各种较复杂的控制结构。神经网络经过学习以后单独用作控制器的方案,优点不多也较少采用。本节介绍的水净化混凝投药的神经网络控制系统,应用神经网络的内模控制方法,具有较好的抗干扰性和鲁棒性(图 7-12)。

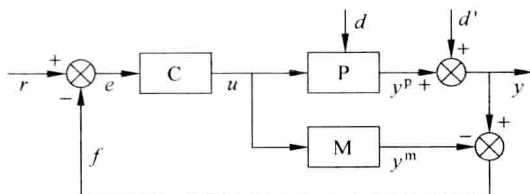


图 7-12 混凝投药的神经网络内模控制系统框图

混凝投药是水质净化的重要环节,准确地投加混凝剂可以有效地减轻过滤、消毒设备的负担,是提高水质、取得良好混凝效果及经济效益的关键。但该混凝投药是一个非线性和大滞后的动态过程,采用传统的控制方法其效果受到限制。图 7-12 系统通过对原水水质的参数分析,在线实时控制药剂的投加量。图中 P 为被控对象(如水处理厂)的模型;d 为系统内部扰动;d' 为输出的量测噪声;M 为被控对象的出水质量神经网络模型;C 为神经网络控制器。由于控制系统内部存在一个模型 M,故称为内模控制。r 为出水浊度的参考输入;y 为被控出水浊度,是混凝的控制指标;u 为投药量;y^p 为被控对象的出水浊度;y^m 为模型输出(浊度);f 为对象与模型的输出误差 $f=y^p-y^m$;f 反馈到输入端,形成闭环控制系统;e 为整个控制系统的误差 $e=r-f$。

模型 M 由三层前馈神经网络组成,它模拟在原水水质的情况下加药量对出水浊度的非线性函数关系——混凝过程。神经网络的输入层为 6 个神经元,除混凝剂投加量外,其他 5 个为原水参数,取原水的浊度、TOC(或 COD_{Mn})、温度、流量及 pH 值,取其对应的出水浊度作为输出层参数,模型结构见图 7-13。中间隐层为 13 个以上的神经元,由神经网络训练时选定。这称为混凝过程出水质量神经网络模型。其中 TOC 为总有机碳,COD_{Mn} 为还原性物质耗氧化剂量。

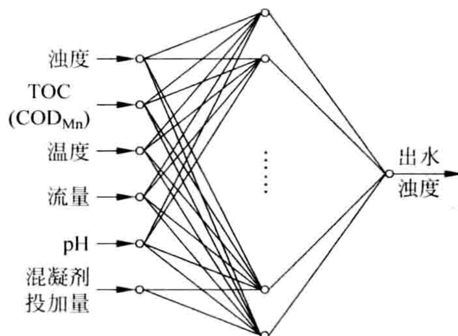


图 7-13 混凝过程出水质量神经网络模型

神经网络控制器 C 由上述神经网络的逆模型组成。逆模型是以待定的系统的输出(出水浊度)作为网络的输入,网络输出与系统输入(给定)作比较,相应的输入误差用来进行训练,间接地学习对象的逆动态特性,使网络通过学习建立系统的逆

出水质量模型。

在逆模型中，仍取原水浊度、TOC（或 COD_{Mn}）、温度、流量、pH 值作为网络的输入层参数，同时取出水浊度也作为输入层参数，而取混凝剂的投加量作为网络输出层参数，模型结构为 6×13×1，见图 7-14。以此网络结构作为图 7-12 中的被控对象的控制器 C。

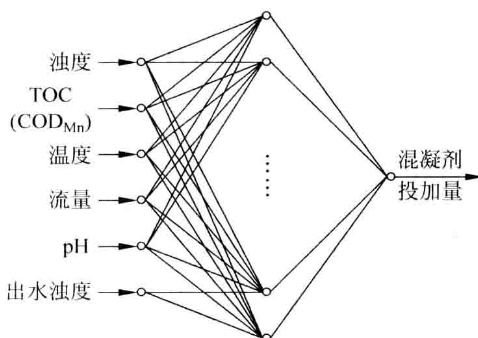


图 7-14　混凝过程逆出水质量神经网络模型

水处理工厂进行现场实测得到各项水质参数。选取的水处理工厂数据应有代表性，数据应是在满足出水水质指标前提下的准确、可靠的测量结果。样本数据应从实际工程中得到，用来训练出水质量神经网络模型和逆出水质量神经网络模型。

上述混凝投药的神经网络控制系统，是一个决定投药量的系统，并且可以借此闭环来修正由于扰动 d 和 d' 对稳态水质造成的影响。但是，它不是一个在线真正进行投药量自动控制的系统。被控对象的模型 P 仅是一个静态模型即可。

由于混凝过程是一个经过絮凝、沉淀、过滤需有 40min 以上大滞后的过程，因此，在图 7-12 中在神经网络控制器 C 的后面应该连接常规的（或计算机控制的）、克服大滞后用的 PD 控制器，或基于其他控制器方法如 Smith 预估控制器方法的控制器。被控对象的模型 P 是一个带有纯滞后的传递函数。这时，系统可以用来研究水质变化的动态过程。

高级软件产品 MATLAB 也是研究神经网络和神经网络控制系统的重要工具。Simulink 中包含 Neural Network Blockset（神经网络模块）模块库，内有神经网络控制器模块及建立神经网络模型用的训练算法等。它们的应用将大大简化神经网络控制和建模工作。

7.5.4　基于神经网络的故障诊断

现在航空、航天、航海、核能以及大工业过程的领域中，现代化的复杂系统常常包含内部相互连接的成千上万个元器件或子系统，系统的局部故障往往会导致整个系统的瘫痪，从而造成人类财产、生命的巨大损失，甚至会破坏人类赖以生存的环境。苏联“切尔诺贝利”（Чернобыль）核电站泄漏事故充分说明了这一点。因此，为

保证复杂系统高效、安全地运行,及时检测和诊断出控制系统和运行设备的故障,就显得非常重要。

通过20多年的实践和探索,逐渐形成自动控制学科的一个新分支——故障检测与诊断(fault detection and diagnosis,FDD),简称故障诊断。它是一门涉及多个门类的边缘学科,如现代控制理论、可靠性理论、数理统计、信号处理、模式识别、人工智能、计算机及网络技术等,并与工业对象的过程和工艺紧密结合。

故障可理解为系统中至少有一个重要变量或特性偏离了正常范围。故障检测与诊断系统的一般结构如图7-15所示。

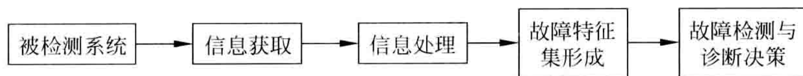


图7-15 故障检测与诊断系统的一般结构框图

故障诊断的方法可分为三大类,基于解析模型的方法、基于信号处理的方法和基于人工智能的方法。后者利用人工神经网络、模糊推理、模式识别、专家系统和故障树等方法被应用到故障诊断领域,在系统的建模、推理、模式分类和决策等方面起到一定的作用。

由于实际被诊断系统的复杂性和各种诊断方法所固有的局限性,指望一种故障诊断方法就完全解决实际系统的诊断问题几乎是不可能的。这就需要研究如何把多种方法有机地结合起来进行综合诊断。

在实际应用中,故障诊断大多从系统特征反推系统的状态。例如旋转机械常见机械故障的振动特征,从有关专业诊断资料中可以查到,如表7-5所示。

表7-5 旋转机械故障振动特征举例

故障状态	特征频率	常伴频率	振动稳定性	振动方向	相位特征	轴心轨迹	轴心进动方向
转子不平衡	1倍频		稳定	径向	稳定	椭圆	正进动
转子不对中	2倍频	1、3倍频	稳定	径向、轴向	较稳定	香蕉型	正进动
转子弯曲	1倍频	2倍频	稳定	径向、轴向	稳定	椭圆	正进动

其他的常见故障如“转子碰摩”、“地脚螺栓松动”等也都可列出上述类似故障振动特征。表中倍频是指转子的旋转频率,如3000r/min则倍频是50Hz。如果将已知的故障模式一一列举,就可发现故障和故障特征往往不存在一一对应的关系,而呈现模糊性和不确定性,如图7-16所示。即实际情况中,一个故障对应多个特征,而一个特征对应多个故障,或者不同的故障其特征却差不多,而且这些对应关系也不很严格,与机器的紧固、润滑、工况、安装质量等诸多因素有关,行业中甚至有“一个机器一个样”的说法。如果存在严格的对应关系,像

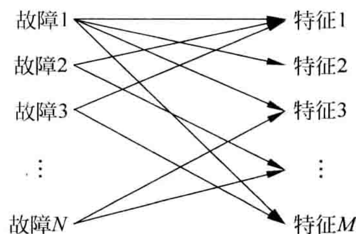


图7-16 故障和故障特征的对应关系图

数学条件那样严密，则精准、理想的专家诊断系统早就应该诞生了，因此故障特征的模糊性也是故障难以明确分类的重要原因。

分类和识别问题是神经网络的一个重大应用领域，对于复杂的系统，当人们尚未来得及完全认识它时，在尚不了解它的故障模式时，或者其故障根本不可能用规则或函数来描绘时，手中却可能掌握着不少实际数据，此时应用神经网络无疑是非常好的选择。

人工神经网络不包含任何规则，它是通过样本训练网络中的权重值，最后达到某一稳定状态，类似于人类的形象思维。通过大量训练的神经网络，从具体示例达到一般化(泛化能力)，使之能解决那些具体示例以外的输入数据的结果。

这里以大型旋转机械为例，说明应用神经网络进行故障分类的过程。

信号取自转子轴瓦同一截面相互垂直的两个位移传感器，用来测量转子的振动，获得时间域的振动波形曲线，再对其进行频域分析及相关的信号处理，得到信号的一系列的谱特征。

人们可以把频谱上的频率、相位特征作为诊断用的特征指标，也可用各频段上的能量比例作为诊断用的特征指标。

为了得到理想的故障分类，必须利用各种有效的分析方法、已有大量的诊断知识和各次历史故障案例对应的特征数据资料。以离心式压缩机组为例，对三种最常见故障的特征数据资料进行统计，可以列出各种故障和对应的 8 个特征参数的关系(表 7-6)。

表 7-6　转子常见故障和特征参数(频段能量比例)的关系

谱特征 / 故障模式	0～1/4 倍频	1/4～3/4 倍频	3/4～1 倍频	1 倍频	2 倍频	3 倍频	高次偶频	高次奇频
不平衡	0	0	0	0.9	0.1	0	0	0
油膜涡动	0	0.6	0	0.3	0.1	0	0	0
不对中	0	0	0	0.6	0.4	0	0	0

使用本章中的 BP 神经网络，设计成输入层有 8 个节点(神经元)，对应 8 个特征参数(频段能量比例)；输出层有 3 个节点，对应 3 种常见故障状态；隐层取 8 个节点。表 7-7 是经过 1200 次迭代后的神经网络诊断效果。

表 7-7　经 1200 次训练后神经网络的诊断效果

诊断结果 / 检验样本	不平衡	油膜涡动	不对中
不平衡	0.94	0.00	0.06
油膜涡动	0.00	0.96	0.04
不对中	0.16	0.04	0.90

表 7-7 的第 1 行表示，当输入一组“不平衡”故障时，得出该故障的置信度为 0.94，而其他故障几乎为 0；第 2 行表示，当输入一组“油膜涡动”故障时，得出该故障

的置信度为0.96,而其他故障几乎为0;第3行表示,当输入一组“不对中”故障时得出该故障的置信度为0.90,而其他故障接近为0。如训练次数更多,则所得的神经网络能提供更高置信度的、同一诊断结论。这里,置信度表示所检验样本是这种故障的可信程度。

7.6 小结

从20世纪60年代维纳对计算机智能、学习机和智能机的伟大预见后,针对被控对象及其环境的不确定性和目标及任务的复杂性,智能控制获得迅速的发展,并日益得到广泛的应用。因此,有人认为已经形成“智能控制论”这个控制论的新分支。

本节阐述了四种基本的智能控制系统:运用神经控制、学习控制、模糊控制以及由知识库、数据库、学习机、推理机组成的智能决策单元(专家系统)以及具体的应用实例。

专家控制系统,与通常离线作为资讯、监视用的专家系统不同,是模拟人类专家的知识和经验独立地对控制作用或处理措施作出决策,并需要获取在线动态信息,对系统进行实时控制或故障诊断、处理等。就应用场合和控制要求的不同,专家控制系统有不同的类型和设计方法,因而具有广泛的应用领域。

模糊控制系统建立在模糊集合和模糊逻辑基础上。一般应用的结构除了上文的PID模糊控制器外还有自组织模糊控制器、自校正模糊控制器等。这些都是不同控制思想集成而形成的模糊控制器。此外,模糊控制系统的静态特性、动态特性和稳定性等都是重要的研究内容。

学习是人类的一种重要的智慧能力。学习控制的机理为:根据上一次控制过程的结果,进行学习并更新,再执行新的控制,务必使这次的控制过程比上次优越。这样就逐步地改进控制系统的品质。重要的问题是系统经过逐步的学习能够使过程轨线逐步收敛到理想的轨线。

神经控制分成神经元控制和神经网络控制两种类型,前者一般适宜于较简单控制的场合,神经网络除了以它能逼近一个复杂的非线性函数关系外,主要与其他控制思想相集成形成各类神经网络控制系统。例如神经学习控制、神经间接自校正控制、神经模型参考自适应控制等。神经网络还能与模糊控制相结合形成模糊神经网络(neuro-fuzzy network),以期克服各自的缺点和集成各自的优点,以及还有Takagi-Sugeno-Kang(TSK)模糊模型。它是较准确的模糊模型,常用于辨识,也可用于控制,并充分利用了对象系统的操作经验和现场数据。

智能控制是控制科学一门年轻的分支,其理论体系还远没有经典控制理论那样成熟和完善,无论在理论上或应用上都还在继续发展中。多智能体(multi-agent)应用于控制是其发展方向之一。多智能体系统是由一个环境内多个相互作用的智能体组成的计算机化的系统,用来解决单个智能体不能解决的复杂问题。并是通过各智能体间的通讯、合作、协调、调度、管理及控制来解决的。这里所谓智能包含一些方法、功能、程序或算法的搜索、发现和处理,都由基于人工智能技术的编程来实现。多智能体系统目前

应用于智能机器人、交通控制、大工业过程和国防等较复杂问题的控制。

智能控制的核心在于，借助于计算机采用类似人的智慧和经验来引导被控对象的控制过程。20 世纪末以来，已经研发和生产了多种智能控制器(intelligent controller)，它是一种专用、外围控制单元，其操作是通过一个内置的微处理器按照上述某种智能控制的原理和方法进行的。例如水泵智能控制器、空调智能控制器、洗衣机智能控制器、太阳能路灯智能控制器等。近来，智能控制器已经在工业、农业、家电、军事等领域得到了广泛应用。

习题

7.1　专家系统的特点是什么?

7.2　试述专家控制系统的基本构成要素。

7.3　事物的随机性和模糊性有什么差别?

7.4　试说明模糊变量的隶属度函数的概念。

7.5　试述专家控制系统与模糊逻辑控制的异同。

7.6　人工神经网络的连接上有什么特点?

7.7　人工神经网络的主要功能是什么?

7.8　试述学习控制的特点。

参考文献

1. 张钟俊，蔡自兴. 智能控制. 见：中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会. 中国大百科全书"自动控制与系统工程卷". 北京：中国大百科全书出版社，1991，587～588
2. 蔡自兴. 智能控制——基础与应用. 北京：国防工业出版社，1998
3. 万百五，韩崇昭，蔡远利. 自动化(专业)概论. 第 3 版. 武汉：武汉理工大学出版社，2010
4. 张曾科，朱善君，吉吟东，戴忠达. 青霉素发酵过程专家控制系统. 化工自动化与仪表，1994，21(6)：7～11
5. 王行愚. 控制论基础. 上海：华东化工学院出版社，1989
6. 喻寿益，刘剀，贺建军，桂卫华. 1 万吨水压机学习控制系统. 中南工业大学学报，1997，28(3)：274～277
7. 万百五. 工业大系统优化与产品质量控制. 北京：科学出版社，2003
8. 白桦，李圭白. 混凝投药的神经网络控制方法. 给水排水，2001，27(11)：83～86
9. 黄文虎，夏松波等. 设备故障诊断原理、技术及应用. 北京：科学出版社，1996
10. 童天湘. 中国大百科在线全文检索 Baicle. com.，控制论哲学问题. www. baicle. com：8080/cp/resource/articles/
11. 刘金琨. 智能控制. 北京：电子工业出版社，2005
12. 梁泉，许晓鸣，张钟俊. 多智能体系统协作及控制机理和基本问题分析. 控制与决策，1996，11(5)：521～526
13. 王海东，邱冠周，黄圣生. 基于多智能体的水泥生产过程控制系统研究(Ⅰ)，(Ⅱ). 中国矿业，2004，13(2)：71～74；13(3)：54～57

应用分支篇

第8章 工程控制

控制论在许多领域都发挥了重要的作用,工程系统控制是其最重要的方面。其实,以工程系统为研究对象的工程控制论,已经成为控制论最主要的组成部分,也是控制论中研究与发展最丰富的部分。工程控制涵盖的内容十分丰富,本章将简要介绍其中主要的几个方面,包括过程工业控制、机械加工自动化、电力系统自动化、飞行器控制、车辆与交通控制,最后还将讨论工业大系统优化、综合自动化、网络化控制系统等问题。

8.1 过程工业控制

8.1.1 过程工业控制的研究内容及特点

工业化水平是一个国家现代化程度的重要标志,所以几乎所有国家都在工业建设方面投入了大量的人力、物力和财力。现代工业包含许多内容,涉及面非常广。但从控制的角度出发,可以把现代工业分成三大类:连续型、混合型和离散型。在离散型工业中,主要对系统中的位移、速度、加速度等参数进行控制,例如数控机床、机器人控制、车辆控制、飞行器控制等都是离散型工业中的典型控制问题。在连续型工业中,主要对系统的温度、压力、流量、液位(料位)、成分和物性等参数进行控制。混合型则介于两者之间,往往既具有连续型工业的特点,也包含离散型工业的内容。

习惯上,把连续型工业称为过程工业(process industries),有时为突出其中产品或材料的流动性质而称为流程工业(fluid process industries)。电力、化工、冶金、石油化工、制药、轻工等都属于过程工业,在国民经济建设中举足轻重,对人们的日常生产、生活有十分重要的影响。过程工业生产的特征是:呈流体状的各种原材料,在连续流动过程中,经过传热、传质、物理、生化和化学反应等加工,发生了相变或分子结构等的变化,失去了原有的性质,最终形成一种新的产品。

一般把过程工业控制简称为过程控制,它以过程工业生产过程为研究对象,采用测量仪表与计算机等技术手段,应用控制理论,设计生产过程控

制系统,监视、管理与控制整个生产过程,旨在保证生产过程的安全性与可靠性,提高产品的产量和质量,减少对环境的污染,降低原材料和能源的损耗,最终显著地增加经济效益。

过程控制和其他类型的控制相比,有下列明显的特点:

(1) 连续型工业加工过程包括信息流、物质流和能量流,同时还伴随着物理化学反应、生化反应,还有物质和能量的转换和传递。因此,生产过程的变化机理十分复杂,有的还非常不清楚。

(2) 过程工业往往处于十分苛刻的生产环境,例如高温、高压、真空,有时甚至是在易燃、易爆、有毒的环境,因而生产中的人身安全和设备安全被放在最重要的位置,相应的故障预测、预报、诊断和安全监控系统受到特别的重视。

(3) 过程工业生产过程一般具有较大的惯性或滞后性,不像机器人、机床等控制对象那样反应迅速,属于一种较难控制的对象。此外,多变量、耦合、时变与非线性也是作为控制对象的过程工业生产过程的显著特点。

(4) 过程工业的生产过程是连续的,因而强调生产控制和管理的整体性,应把各种装置和生产车间连接在一起成为一个整体来考虑,应谋求全厂的最优化。

8.1.2 过程控制系统的结构与组成

流程工业中的生产过程控制系统可能十分复杂,一个完整的生产过程控制系统至少可以包括5大部分,形成一个如图8-1所示的递阶结构。其中,生产过程层表示控制对象,由有关的生产过程工艺设备(生产设备)组成,例如容器、泵、管道等。对于不同的生产产品,生产设备不尽相同。对于一定的产品,生产过程的设备一般就固定了。但随生产过程的持续,会出现腐蚀、老化等现象,需要进行定期检修或更换。常规控制层实现生产过程最基本的监视与控制,包括测量变送仪表、控制器(调节器)、执行机构等基本的自动化设备。先进控制层实现基础控制层无法完成的多变量耦合控制,实现预测控制、自适应控制、鲁棒控制、模糊控制、专家控制、神经网络控制等复杂的控制策略,一般由计算机和相关软件及控制算法等组成。系统优化层为先进控制层提供一定意义上的最优设定值、最优控制规律或生产方案,通常由计算机和有关优化算法及优化软件等组成。决策调度层属于企业管理层,它根据企业中、长期生产目标,结合生产过程当前状态,为优化层制定各种优化目标或约束条件。



图8-1 过程控制系统递阶结构框图

上述生产过程控制系统中,各个部分的作用与功能不同,但都共享生产过程的实时信息。生产过程的实时状态信息是由常规控制层提供的,因此常规控制层是过程工业自动化的基础。其实,常规控制层与生产过程层一起已经构成了一个反馈控

制系统，可以称为基本过程控制系统。在许多情况下，例如生产过程比较简单、不需要考虑先进控制与优化等，基本过程控制系统就是一个完整的生产过程控制系统，这也是控制工程师最关心、接触最多的部分。

在过程控制问题中，一般都是使被控量，如温度、压力、流量、液位等，稳定地维持在预先给定的值上。环境变化、原材料波动以及生产过程本身的物理或化学反应等都会影响被控量保持在给定值上，这些不利因素统称为干扰。过程控制系统的主要目的之一就是克服干扰，尽量使被控量维持在很小的范围变化。最典型的基本过程控制系统是单回路调节系统，即被控量只有一个，如图 8-2 所示。

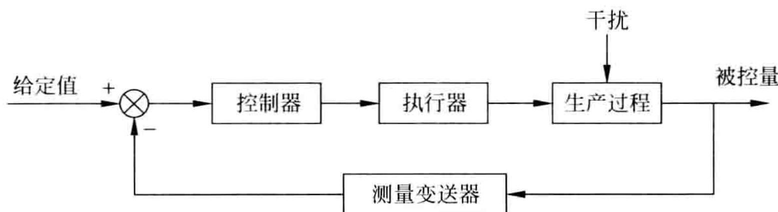


图 8-2　基本过程控制系统框图

给定值又称设定值，它是被控量的目标值。过程控制的被控量一般有温度、压力、流量、液位(料位)、成分和物性等类型。典型的执行器有气动阀、液压阀及电磁阀等。测量变送器包括传感器与变送器两方面，传感器对被控量进行测量，变送器把测量量变化为标准信号，如 4～20mA 电流信号、0.02～0.1MPa 气压信号等。控制器根据给定值与测量变送器提供的反馈信号进行比较，根据偏差并按一定的控制算法形成控制信号(控制指令)，最基本的过程控制算法是 PID 算法。控制信号驱动执行器，从而对生产过程施加影响，最终形成闭环。有时控制器输出的控制信号比较弱小，不能直接驱动执行器，那么需要对控制信号进行功率放大等操作。所以，有时候在图 8-2 中控制器与执行器之间增加一个放大器环节。

8.1.3　基于计算机技术的过程控制系统

早期的过程控制系统主要采用基地式仪表、气动单元组合仪表、电动单元组合仪表等传统自动化仪表，尽管这些仪表在过程工业的多数工厂中还在应用，但随着微处理器和工业计算机技术的发展，目前广泛采用可编程单回路、多回路调节器以及集散控制系统 DCS(distributed control system)。近年来迅速发展起来的现场总线网络控制系统 FCS(field-bus control system)，更是控制技术和计算机技术高度结合的产物。正是由于计算机技术的高速发展，才使得在工程控制论中研究和发展起来的许多新型控制理论和方法的应用成为可能，复杂控制系统的解耦控制、时滞补偿控制、预测控制、非线性控制、自适应控制、人工神经网络控制、模糊控制等理论和方法开始在过程控制中发挥越来越重要的作用。

1. 直接数字控制系统

直接数字控制(DDC)是过程控制中最先采用的计算机控制方式,如图8-3所示。计算机在过程控制中代替常规调节仪表(控制器),实现集中控制。直接数字控制系统的主要优点是结构简单、造价低廉,但随着控制与管理的集中,风险剧增。一旦起核心作用的计算机系统出现故障,将使得全线瘫痪,可能产生非常严重的后果。

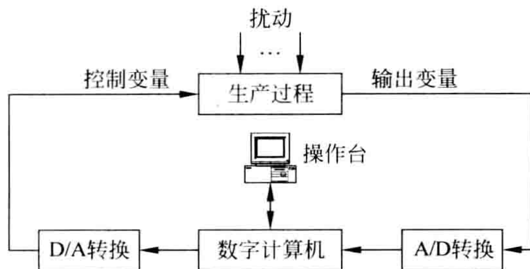


图8-3 直接数字控制系统示意图

随着微电子技术的发展,计算机的可靠性得到了大幅度提高,平均无故障时间(MTBF)已达10年以上。特别是适用于工业控制系统中的工业控制机(IPC)的出现,直接数字控制系统这一最早的计算机过程控制方式又获得了新生,目前在许多小型系统中还广泛采用。

2. 分布式控制系统

随着现代生产过程的规模不断扩大,生产工艺日趋复杂,一条大型的过程生产线需要控制的参量可能有成千上万个,调节回路可能高达数千之众。因此对过程控制系统提出了越来越高的要求,不但要求有优越的控制性能、良好的性价比、良好的可维护性和可操作性,还要求有非常高的可靠性和灵活的构成方式。基于计算机技术与通信技术的分布式控制系统就是在这种形势下产生的。分布式控制系统(DCS)又称集散控制系统、分散控制系统,从1975年美国Honeywell公司推出第一套集散控制系统TDC—2000以来,DCS已经发展到第三代、第四代。目前,许多国际著名公司都在不断推出自己的DCS产品。分布式控制系统吸收了常规仪表控制系统和直接数字控制系统的优点,较好地克服了两者的缺点,被认为是目前比较先进的过程控制系统。

DCS的主要特点是在硬件上将控制回路分散,从而使得系统总的风险也分散,局部故障不至于严重影响全线的运行。另外,数据显示、操作、监视、管理等功能则集中化,这样使得系统的使用与运行都很有效、快捷,例如不再需要操作人员到仪表现场去逐一调整控制器的算法、给定参数,也不需要去仪表现场查抄数据、观察报警信号。

目前有许多种成熟的DCS产品,不同公司的DCS风格各异,即使是同一厂家,

早期产品和近期产品也有差异，但是基本组成与结构大致相同，如图 8-4 所示。一般包含现场单元、控制台与高速数据通道三大部分。

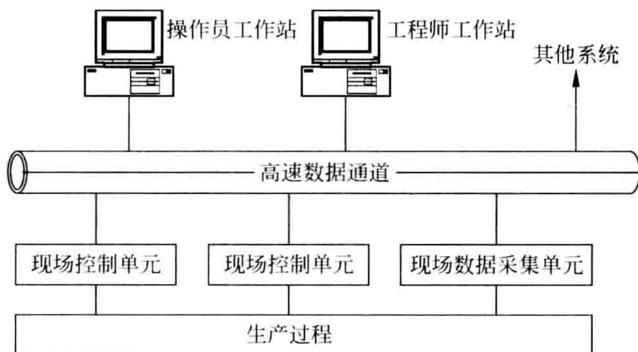


图 8-4 分布式控制系统示意图

现场单元与生产过程直接相连、就近安装，一般可以分为现场数据采集单元与现场控制单元两类，分别完成数据采集与直接数字控制等任务。现场控制单元可以是可编程逻辑控制器(PLC)等。

控制台一般又分为操作员工作站、工程师工作站两类，这是 DCS 与人的交互部分。操作人员通过操作员工作站了解生产过程的运行情况，在配备的 CRT 上可以观察系统总貌、分组和单元的数据、模拟图、趋势图、报警信息等；操作人员还可以通过操作员工作站对现场进行直接操作，如对现场控制单元进行在线调整，启动或终止某个回路，手工控制某个现场设备的动作；操作员工作站还具有历史数据的处理功能，可以方便地形成报表、历史趋势曲线等。工程师工作站与操作员工作站的功能及权限不同，工程技术人员通过工程师工作站可以实现系统的配置与组态，进行在线监控。配置与组态包括对系统硬件的配置、定义控制回路及回路要素(算法、参数、调节周期等)等。在线监控包括对所有现场单元运行状态、操作员工作站的运行情况、网络通信情况等的监控，以便发生异常时，能及时采取措施进行维护或调整，不致对生产过程产生失控或造成损失。另外，工程师工作站还具有在线修改功能，例如上下限位的改变、控制参数的调整等。

高速数据通道是信息传递的基础，由通信电缆、数据传输管理与控制装置等组成，是实现分布控制、集中管理的关键。它确保现场单元、操作员工作站、工程师工作站之间的信息交流，同时提供系统与其他系统的接口。

DCS 已经广泛应用于大型工业过程的自动控制。

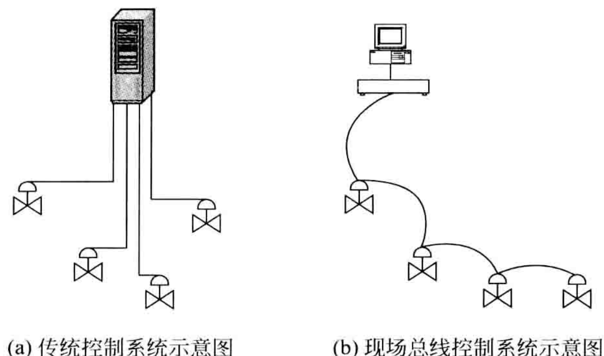
3. 现场总线控制系统

早期的自动化仪表(测控仪表)安装在生产设备现场，其信号仅在本仪表中起作用，而不传给其他仪表或系统。后来出现的气动、电动单元组合仪表采用模拟信号的方式将现场参数传输到集中控制室，可以组成比较复杂的系统。但模拟信号传递

需要一对一的物理连接，信号变化缓慢，提高计算速度与精度的开销、难度都较大，信号传输的抗干扰能力也较差。DCS的主要问题是系统封闭，各厂家的产品自成系统，不同厂家的设备不能连在一起，难以实现互换与互操作。为此，从20世纪80年代中期开始，工业界开始探讨能在工业现场环境运行、性能可靠、造价低廉、统一和开放的数字通信系统，即现场总线技术。

现场总线技术正在改变传统分布式控制系统的结构模式，把集散控制系统DCS变革成现场总线控制系统FCS。一般认为，现场总线控制系统是继基地式仪表控制系统、电动单元组合仪表控制系统、集中式数字控制系统、集散控制系统DCS之后的新一代控制系统。

现场总线技术本质上是一种数据总线技术，它主要解决工业现场的智能化仪器仪表、控制器、执行器等现场设备间的数字通信问题以及这些现场控制设备和高级控制系统间的信息传递问题。现场总线技术把通信线一直延伸到现场仪表，使得用于生产现场的设备和控制室自动化设备连接在同一条通信总线上进行数字通信，构成现场通信网络。现场总线系统用一对通信线（如普通双绞线）连接多台数字智能仪表，实现全数字化、双向、多变量（如运行参数、设备状态、故障信息等）的信息传输，同时还可以利用总线为多个设备提供电源。比起一对信号线只能连接一台仪表的传统模式，其优越性是不言而喻的。图8-5给出了传统控制系统与现场总线控制系统结构之间差异的形象说明。



(a) 传统控制系统示意图　　(b) 现场总线控制系统示意图

图8-5　传统控制系统与现场总线控制系统结构比较

现场总线技术也被称为控制领域的通信技术，它是现代先进控制系统的重要组成部分，已经广泛应用于流程工业、制造业、交通、智能建筑等领域的自动控制系统中。现场总线系统具有许多特点，主要表现在：(1)现场总线的规范与标准是开放、公开的，任何遵守规范与标准的设备或系统都可以相互连接；(2)互连设备或系统间的信息、数据可以共享，不同生产厂家性能类似的设备可以相互替换；(3)比DCS结构简单，因而具有更高的可靠性；(4)安装简单、维护容易、成本低廉，用户具有高度的自主权，不像DCS用户那样受限于某一家公司的产品；(5)与其他控制系统相比，有很高的可靠性与精度。

8.2　机械加工自动化

8.2.1　机械加工自动化的内涵与意义

将原材料加工成为有用或有价值的物品，是人类一项最基本的活动。18 世纪中叶伴随蒸汽机的出现，人类进入了工业化新纪元，加工也因此逐渐开始进入机械加工时代。曾几何时，我国把机械化作为国家现代化的主要标志之一，足以说明机械加工本身的重要性。将自动化技术广泛应用于机械加工所有环节即为机械加工自动化，可以大幅度地提高生产效率、降低劳动强度、提高产品质量、缩短生产周期、减少原材料及能源浪费，具有非常重要的现实意义。正是由于有了机械加工自动化，汽车、冰箱、洗衣机等才得以进入千家万户，极大地改变了人们的日常生产与生活。可以说机械加工自动化是国家工业化的基础，更是全面实现产业信息化的基石。

广义上讲，机械加工自动化内容非常丰富，包括毛坯制备过程自动化、机械加工生产过程自动化、物流自动化、装配过程自动化、热处理过程自动化、质量控制自动化等。这里仅从狭义上讨论机械加工自动化，主要指机械加工生产过程自动化，是离散工业自动化中最典型的代表。

机械加工自动化可以回溯到 20 世纪 50 年代。在现在称为刚性自动化的阶段中，人们通过巧妙设计的机械结构，使机床可以快速完成一系列固定的加工工艺操作，从而成为专用或专能机床。将若干专用或专能机床顺序组合起来，于是构成自动生产线。这种方式的自动化，对于大规模、单一品种产品的生产比较有效，对保证产品质量、提高生产效率和减轻操作者的劳动强度起到了很好的作用，主要问题是建造成本高、不能随意修改、调整。当生产产品发生变化或加工工艺有较大调整时，相应的机床、生产线基本上就不得不废弃了，会产生较大的浪费。但是，在机械产品加工中，大批量生产的零件并不很多。据统计，单件与小批量生产的零件占机械加工总量的 80%以上。对这些多品种、加工批量小、零件形状复杂、精度要求高的零件的加工，基本上无法采用专业化程度很高的自动机床和自动生产线。其实，所有企业为了生存与发展，必须不断提高产品技术档次、增加产品花样、缩短试制与生产周期，即使是批量较大的产品，也不可能是多年一成不变，必须经常开发新产品，频繁地更新换代。例如在汽车行业中，很少有一种车型可以长年不变，一般 2～3 年就需要推出全新的款式。这种情况使不易变化的“刚性”自动化生产线暴露出了致命的弱点。

为了克服刚性机械加工自动化的问题，人们开始了“柔性”自动化的努力。柔性机械加工自动化是从数控机床开始的，特别是随着微电子技术与计算机的高速发展与广泛应用，柔性机械加工自动化正在向更深层次、更广泛的工艺领域发展。

8.2.2 数控机床

数控即数字控制(numerical control,NC),是用数字化信号对机床运动及其加工过程进行控制的一种方法。数字控制装置(NC装置)是早期数控系统的核心,它是由各种逻辑元件、记忆元件组成的逻辑电路,它采用固定接线的硬件结构由硬件来实现数控功能。这类数控机床称为硬件数控,可以按事先编写的程序实现对零件一个工序的自动循环加工,但可靠性较低,特别是程序输入装置经常出故障,效率较低。随着半导体技术、计算机技术的发展,微处理器和微型计算机功能增强、价格下降,目前的数字控制装置一般都采用微型计算机来实现数字控制。基于计算机的数控装置称为计算机数控装置,即CNC装置。CNC是computer numerical control的缩写。

数控机床一般由输入设备、CNC装置、伺服系统、测量装置和机床本体组成。典型的数控机床系统是一个闭环的反馈控制系统,如图8-6所示。

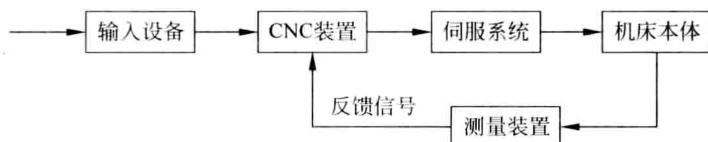


图8-6 典型的数控机床结构图

输入设备主要实现程序编制、程序和数据的输入,有的还具有显示、存储和打印功能,功能简单的数控机床可能只配有键盘和LED显示器。高级的数控机床在输入装置上还具有网络接口,可以从其他计算机或系统接受程序和数据,此时的输入装置可能与CNC装置在物理上已经是一个整体。

CNC装置是数控机床的核心,它接受来自输入设备的程序和数据,按输入信息的要求完成数值计算、逻辑判断,并实现有关的控制功能。CNC装置通常是一台专用计算机,或者由通用计算机与输入输出接口板以及可编程逻辑控制器(PLC)等组成。PLC的主要作用是实现机床主轴启停及转向、换刀、冷却液开关等的控制。

测量装置由测量部件和变送电路组成,其作用是检测速度和位移,并转换为标准信号反馈给数控装置,构成闭环控制系统。常用的测量部件有脉冲编码器、旋转变压器、感应同步器、光栅和磁尺等。

机床本体是数控机床的主体,是完成各种切削加工的机械部分,包括床身、立柱、主轴、进给机构等机械部件。为了保证数控机床功能的充分发挥,还有一些配套部件(如冷却、排屑、防护、润滑、照明等装置)和辅助装置(对刀仪等)。机床本体作为数控机床系统的控制对象,被控量包括机床运动部分的位移和速度,各种开关量也是被控制的。

伺服系统接受数控装置的控制指令,经过一定的信号变换及功率放大,驱动机

床工作台相对于切削刀具运动。在数控系统中，伺服系统相当于执行器，它包括伺服控制电路、功率放大线路和伺服电机等。伺服电机常用的有步进电机、电液马达、直流伺服电机和交流伺服电机。在精度要求不高的数控系统中，伺服系统一般由步进电机及其驱动电路组成，是一个开环控制系统，如图 8-7 所示。当精度要求比较高时，伺服系统本身就是一个反馈控制系统，如图 8-8 所示。当精度要求进一步提高时，图 8-8 伺服系统中的位置反馈信号可以取自机床运动部分的实际运动位置，这样伺服控制器、伺服电机与机床一起构成一个更加复杂的反馈系统，机床也为该控制回路的控制对象。一般来说，对于数控机床的伺服驱动，要求有好的快速响应性能，能灵敏而准确地跟踪由数控装置发出的控制指令。

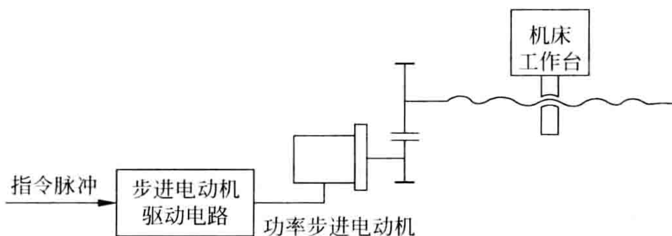


图 8-7　开环伺服系统

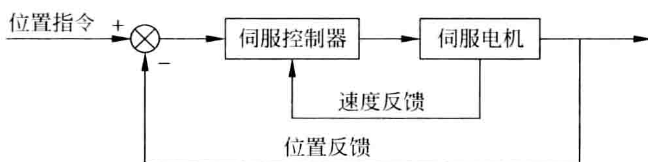


图 8-8　带位置与速度反馈的伺服系统框图

伺服系统也叫伺服驱动系统，它的被控量一般为位置和速度，在许多地方又称为随动系统、拖动系统，是离散工业控制中最基本的控制系统，应用非常广泛。

数控机床是机床结构、液压、气动、电动、电子技术和计算机技术等各种技术综合发展的成果，也是单机自动化方面的一个重大进展。实践经验证明，数控机床在提高生产效率，节省人力，提高加工精度，降低加工费用等方面都具有很大的优越性。特别是数控机床减少了工夹模具，缩短了新产品试制周期，有利于加速新产品的试制。数控机床常用在零件复杂程度较高、精度较高、品种多变、中等批量生产的场合。

在一般数控机床的基础上，增加刀具库和自动换刀装置，可以形成一类更复杂但用途更广、效率更高的数控机床，称为加工中心 MC(machining center)。由于具有刀具库和自动换刀装置，就可以在一台机床上完成车、铣、镗、钻、铰、攻螺纹、轮廓加工等多个工序的加工。因此，加工中心具有工序集中，可以有效缩短调整时间和搬运时间，减少在制品库存，加工质量高等优点。加工中心常用于零件比较复杂，需要多工序加工，且生产批量中等的生产场合。根据所处理的对象不同，加工中心又

可分为铣削加工中心和车削加工中心等。

8.2.3 计算机群控系统

随着数控机床的出现,出现了计算机群控系统,又称为 DNC 系统。伴随电子技术与计算机技术的发展,数字群控系统经历了两个主要发展阶段。

早期的数控机床计算与存储能力都非常有限,特别是程序与数据输入装置经常出现故障。为此,出现了用一台大型电子计算机(中央主机)直接控制一群若干台数控机床的系统。中央主机具有强大的计算功能与存储能力,分时管理群内数控机床,每次向数控机床发送一段程序与数据。当一台数控机床完成中央主机分配的工作后,向中央主机索取下一步程序与数据。这种方式是典型的集中控制方式,与过程工业中直接数字控制(DDC)类似。当时,DNC 是指直接数控(direct numerical control)。

随着 CNC 机床的出现,上述直接数控的思想有所变化。在基于 CNC 机床的群控系统中,中央主机主要起任务分解、协调与监控的作用。当中央主机完成程序编排后,它将较完整的加工程序一次性地分配给群内 CNC 机床。当有 CNC 机床出现故障时,中央主机重新进行协调、调度。在这样的群控系统中,中央主机并不取代各数控装置的常规工作,CNC 机床独立性与自主性都较高,一台或几台 CNC 机床出故障不会影响整个群控系统的工作。显然,这样的群控系统类似于前面介绍的 DCS 控制系统。因此,DNC 被赋予了新的含义,即分布式数字控制(distributed numerical control)。后来的群控系统中的主机还具有了与其他计算机系统(如工厂或车间的管理信息系统等)互联的能力。典型的计算机群控系统如图 8-9 所示。

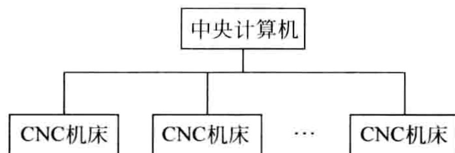


图 8-9 计算机群控系统框图

8.2.4 柔性制造系统

柔性制造系统 FMS(flexible manufacturing system)是在计算机群控技术(DNC)基础上发展起来的一种高度自动化加工形式。它是由统一的控制系统和输送系统连接起来的一组加工设备,包括数控机床、材料和工具自动运输设备、产品零件自动传输设备、自动检测和试验设备等,不仅能进行自动化生产,而且还能在一定范围内完成不同工件的加工任务。柔性制造系统由加工系统(多台数控设备)、物流系统(设备间自动传输材料、工具和产品零件)、中央管理系统(执行整个系统的生产计划与作业调度、集中监控以及加工程序管理等工作)、辅助设备(如清洗机、测量

机、排屑装置、冷却润滑装置等)组成。柔性制造系统内部一般包括三类不同性质的运动,一类是系统的信息流,另一类是系统的物料流,再有就是系统的能量流。物料流与能量流都受信息流的控制。柔性制造系统的组成见图 8-10。

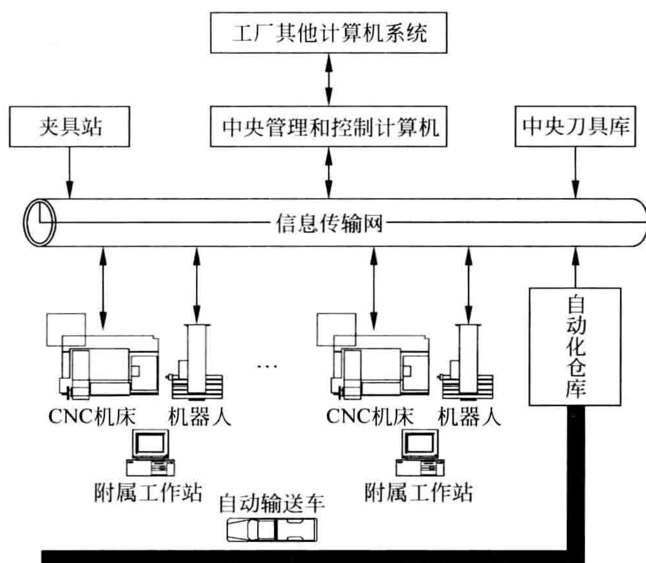


图 8-10　柔性制造系统示意图

占地面积较小、系统结构不是很复杂的柔性制造系统有时称为柔性制造单元(FMC),一般没有中央刀具库及其管理系统、自动化仓库及其管理系统等,具有投资较小、可靠性较高、使用及维护均较简单等优点。由若干 FMC 或 FMS 组成的自动生产线称为柔性制造生产线,具有更加灵活的生产加工能力,显然系统的复杂性相应增高。图 8-11 为一条实际柔性制造生产线的一部分。

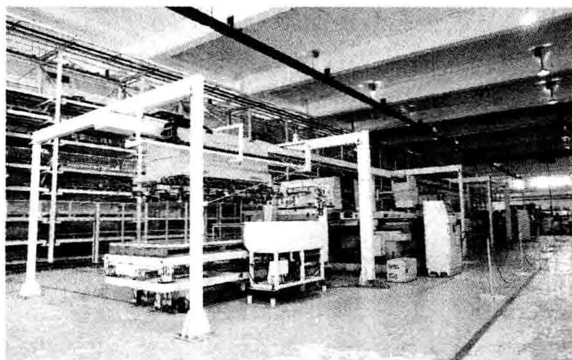


图 8-11　实际柔性制造生产线

柔性制造系统是在成组技术、数控技术、计算机技术和自动检测与控制技术的迅速发展基础上产生的综合技术产物,它具有高效率、高柔性和高精度的优点,是比

较理想的加工系统,能解决机械加工中高度自动化和高度柔性化的矛盾。

8.3　电力系统自动化

8.3.1　电力系统自动化的目标与任务

电力系统是指由发电厂(站)、变电所(站)及输电线路等组成的电力网络,是现代社会不可缺少的部分,对国民经济建设与日常生活都有非常重要的影响和作用。一个电力系统可能包含几百、上千个发电厂、变电站,物理位置上可能跨越几百、几千千米,因此是典型的大规模复杂系统。

由于电能的不易储存性,要求电力系统每一时刻发出的总电能等于系统消费的总电能。如果电力系统发不敷求,会造成部分用户停电,中间传输环节的任何阻滞也破坏发电与用电两端之间的平衡,严重时会使整个系统崩溃,造成大面积恶性停电,从而产生巨大的经济损失。因此,电力系统自动化的基本目标与任务就是保障电力系统安全、可靠及经济地运行。

电力系统自动化可以划分为电力设备的监督与控制、系统协调与优化、系统管理与决策三个层次,如图 8-12 所示。管理与决策是电力系统自动化系统的最高层,它根据系统的运行状态、内部条件,同时考虑外部条件与需求,制定发展目标与生产计划,对系统进行宏观调控。协调与优化层根据管理与决策层的目标与计划,对系统内部资源进行合理的安排与调度,并根据系统当前信息和约束条件寻求最优的生产运行参数或规律。监督与控制层与电力系统现场设备直接相连,它根据直接获取的现场运行状态信息,按协调与优化层给出的给定值或给定规律对现场设备进行控制,同时实现越限报警、越限紧急停车等操作。

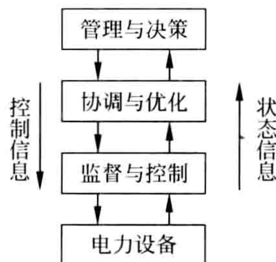


图 8-12　电力系统自动化的递阶结构框图

管理与决策属于综合自动化的内容,将在后面专门阐述,以下仅从控制论的观点讨论电力设备的监督与控制、电力系统的协调与优化两个方面。

8.3.2　电力设备的监督与控制

电力系统的电压与频率是两大质量指标,为了实现电力系统的安全和经济运行,必须对电压与频率不断地进行监视与控制。其中包含大量的信息处理与反馈控制,是典型的工程控制问题。

保持系统频率的精度是电力系统运行中的主要任务之一,一般要求系统频率相对额定频率的偏差不超过 0.05～0.15Hz。汽轮机在额定频率下的效率最高,频率偏

高会使转矩减小，叶片所受冲击增加；而频率偏低又会使叶片和其他机件磨损加快。此外，如给水泵、循环水泵以及风机等机械设备，都在频率降低时减小出力，使效率大为下降。电力用户的情况也基本上如此，在额定频率时工作情况最好，频率偏高或偏低时都会改变最佳运行状态。

电力系统在正常工作情况下，发电机组所发出的有功功率与负荷所消耗的有功功率在额定频率下达到平衡。但是，功率平衡关系随时都可能遭到破坏，特别是当系统发生事故时，例如有发电机组或发电厂出故障、被断开，系统频率将急剧下降。假如此时不及时采取合适的动作，事故将会扩大，甚至整个系统都可能瓦解，造成极其严重的后果。因此，这种频率的过度降低，不仅影响电能质量，而且会给系统的安全运行带来严重的危害。应付这种事故的措施之一是采用自动低频减载装置，它在系统发生事故、频率急剧下降时，通过切除部分相对不重要的负荷，来制止频率的下降，并使它逐步恢复正常。自动低频减载系统是一个简单的反馈控制系统。

电力系统的频率正比于发电机转速，一般通过原动机(汽轮机或水轮机)调速器来实现频率的调节。目前，在电力系统中运行的汽轮机和水轮机组都装有调速器，它可以根据转速变化自动地调节动力闸门开度的大小，以改变原动机的出力，保持转速在一个不太大的范围内变化。

保持系统电压基本不变是电力系统另外一个重要的方面，通常要求电压幅值相对额定幅值变化量不超过±(5～10)%。电力系统的电压质量直接影响到用户的用电质量，电压过高会损害用电电器，或影响其寿命；电压过低则电灯不亮，荧光灯不能启动，甚至会由于转矩不够而烧坏电动机。

为了维持系统的电压水平及对无功功率进行合理分配，需要对发电机的励磁电流进行自动调节。励磁电流对发电机的有功功率或系统频率的影响不大，主要是影响机组的无功功率及系统电压。对发电机中励磁电流进行自动调节的设备称为自动励磁装置，它是一个反馈调节系统。在系统正常运行条件下，自动励磁装置供给同步发电机所要求的励磁功率，对于不同的负荷情况，调节励磁电流以维持机端或系统某点电压在给定的水平。当系统发生短路故障时，自动励磁装置会使短路电流增大，提高继电保护装置的灵敏度，从而更加有效地激发对发电机的保护动作。当系统短路故障切除后，自动励磁装置将使系统电压迅速得到恢复，从而改善电动机自启动条件。图 8-13 是一种励磁系统结构图，其中互感器是测量传感器件，被控量是励磁电流与发电机端电压。

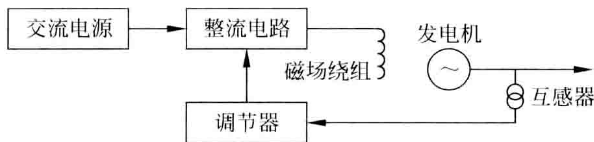


图 8-13　励磁系统反馈结构图

8.3.3 电力系统的协调与优化

现代电力系统是由若干机组、发电厂联网组成的。为了实现安全、经济地运行,电力网中每台设备都采用了自动励磁、自动切除故障线路、重合闸等当地控制设备。为了进一步提高供电的可靠性和经济性,合理协调与优化电力网络系统中各发电厂的出力、及时综合处理影响整个电力系统正常运行的事故和异常情况,必须设立电力系统的调度控制中心。早期由于通信设备等的限制,调度人员需要花很多的时间才能掌握有限的信息,并根据这些有限的信息和运行经验,对电力系统进行调度和操作。显然,这一阶段对电力系统的协调与优化都十分有限。

随着计算机在电力系统调度控制中心的应用,使电力系统的有效协调与优化成为可能。以计算机为中心的电力系统自动监视和控制系统的基本结构如图8-14所示,其中现场监督与控制设备提供进行协调与优化计算的必要信息,同时根据需要向工作人员提供电力系统的实时信息。在进行协调与优化时,往往需要进行状态估计、参数识别、负荷预测等信息处理,一般需要数据与知识库的支持。这是一个含人在内的复杂反馈控制系统。

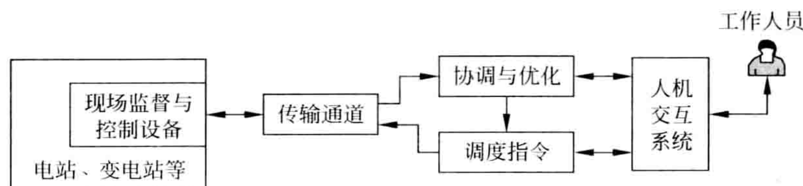


图8-14 基于计算机的监视与控制系统框图

由于电力系统规模巨大,一般采用分层递阶控制结构,协调与优化通常在各调度中心进行。我国电力系统采用了3级调度体系,如图8-15所示。显然,在这样的大规模电力系统中,信息流与控制流都非常丰富,是现代工业控制的典型代表。

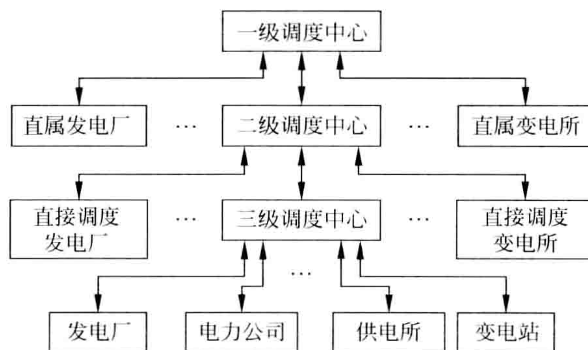


图8-15 电力系统分层控制结构框图

8.4 飞行器控制

8.4.1 飞行器与控制

飞行是人类久已有之的梦想，许多民族都流传着关于飞向天空的美丽传说，"夸父追日"、"嫦娥奔月"等神话故事几乎陪伴着每一个中国儿童的成长。据文字记载，两千多年前，公输班制造过能飞的木鹊；王莽时代（公元 9—22 年），有人以大鸟的羽毛为翅膀，模仿鸟飞行了数百步。14 世纪末期，明朝的士大夫万户把 47 个自制的火箭绑在椅子上，自己坐在椅子上，双手举着大风筝，想利用火箭的推力，飞上天空，然后利用风筝平稳着陆。万户的飞行尝试没有成功，他也为此献出了生命。西方学者考证，万户是"世界上第一个想利用火箭飞行的人。"国际天文联合会把月球上一座环形山命名为"万户山"，以此纪念中国的这位伟大的飞行试验先驱。

现代意义下最早的飞行器是 1903 年莱特兄弟[①]发明的飞机（见图 8-16）。莱特兄弟的飞机本身的稳定性很差，非常不容易驾驶。此后，早期的飞机大多数都被设计成静稳定[②]的。尽管如此，随着飞机的尺寸和性能的增加，其操纵性也越来越差。在第二次世界大战时期，在飞机上引入了所谓的"稳定增强系统"，这是一种反馈控制系统，使飞行操纵变得容易了些。从此开始了飞行器控制系统的设计与研究工作。

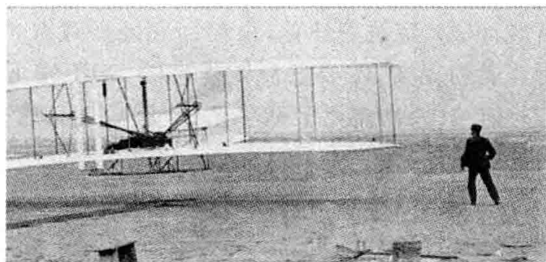


图 8-16　莱特兄弟发明的飞机（旁边站立者为威尔伯·莱特）

为了解决飞行器控制系统的设计问题，控制科学家们提出了建模和仿真方法，广泛采用微分方程和传递函数来描述飞机的动态行为，丰富和发展了控制理论。

早期的飞行控制系统采用模拟元器件，可靠性较差，飞行员并不能将飞行器的驾驶任务完全交给控制系统，需要对操作面直接进行干涉，因此驾驶任务非常繁重。随着机载数字计算机和冗余设备的发展，这个问题得到了解决。今天，人们甚至把飞机的最终生存机会都交给了自动控制系统。例如现代商用运输机，除了可以实现

---

① 莱特兄弟（Wilbur Wright，1867—1912；Orville Wright，1871—1948），美国人。

② 飞行器遇到干扰偏离了平衡状态时，如果飞行器本身具有恢复平衡状态的能力，那么称为静稳定的，反之称为静不稳定的。

自动巡航飞行外,全天候自动着陆以及自动起飞都成为了现实。其实,为了获得更好的机动性,现代飞行器,如美国的F-16、B2和X-29等军用飞机,其固有动态特性可能是严重静不稳定的,人工稳定飞机几乎已经不可能。我国新近自行设计与自行生产的新一代战斗机J10也是静不稳定的,具有非常优良的机动性能,如图8-17所示。



图8-17　我国自行研制的新一代战斗机J10

在现代飞行系统中,一种趋势就是自动地实现越来越多的功能,最终完全不用飞行员。在军事领域,开发无人战斗系统(例如UAV)和这些系统的运作思想,以应对强大、狡猾的敌人和快速变化的环境,被认为是控制领域面临的新挑战。这些系统必须自主地完成侦察、识别、定位等任务,最终彻底地摧毁有价值的敌方目标。为了支撑这些系统并使其成为现实,需要发展智能控制、基于视觉的控制、任务规划、辅助决策、路径规划、通信结构、物流及保障等系统,最后还有软件的开发、验证和核实等。

单从飞行器本身自动操纵的观点来看,飞行器控制可以分为姿态稳定与轨道控制两大部分,以下分别讨论之。

8.4.2　飞行器姿态控制系统

飞行器姿态控制系统又称为稳定控制系统、稳定回路。许多文献中所讲的飞行控制系统,实际上是指姿态控制系统。姿态控制系统的主要作用是维持飞行器飞行过程中的姿态稳定,同时实施导航或制导系统产生的轨道控制指令。姿态控制系统接受两个方面的控制信息:一是来自姿态敏感器的信息,该信息是由于飞行器受干扰作用使姿态偏离原来状态而产生的。姿态敏感器信息经过自动稳定装置(控制器)生成控制信号,再通过伺服机构产生控制力。控制力作用于飞行器本体,使之回到原来的姿态位置,这样形成一个负反馈的闭环控制回路,保证飞行器姿态稳定。另一个控制信息来自导航或制导系统,它们是飞行器机动转弯的导引指令。

图 8-18 是一个典型的导弹侧向稳定控制系统的简化结构图，其中弹体是被控对象，被控量包括飞行器的姿态角、角速度等，输入是制导系统生成的制导指令（导引指令）。舵伺服系统是稳定控制系统的执行结构，通常本身也是一个反馈控制系统，它操纵飞行器舵面旋转，从而影响飞行器的姿态运动。系统中角速度反馈回路主要作用是增加飞行器运动的阻尼，也称为阻尼回路。和一般工业控制中的给定值调节不同，飞行器稳定控制系统的输入一般是随时间快速变化的，因此属于随动控制。

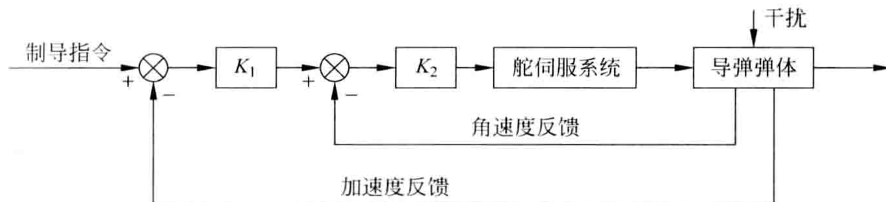


图 8-18 导弹侧向稳定控制系统典型结构简图

飞行器姿态运动的显著特点是非线性、时变、耦合与快速性，是非常经典的研究对象。飞行稳定控制系统是典型的反馈控制系统，其设计方法一直是控制理论与应用研究中的焦点。多变量最优控制、增益调度、反馈线性化、容错控制、鲁棒控制、可重构控制、自适应控制、智能控制等现代或先进控制理论，在飞行器姿态控制系统设计中发挥了巨大作用，许多新的控制方法或理论还直接源于飞行控制的需求与实践。

8.4.3 飞行器导航与制导系统

导航（navigation）本来是指引导飞行，早期的飞机（例如第二次世界大战中的轰炸机）设有专门的导航员，其作用就是不断地确定飞行器当前位置，并指示下一步的飞行方向。目前，导航是指利用敏感器件测量飞行器的运动参数，并将测量的信息直接或经过变换、计算来表征飞行器在某种坐标系的角度、速度和位置等状态信息。而由测量、传递、变换、计算几个环节组成并给出飞行器初始状态和飞行运动参数的系统称为导航系统。

飞行器是六自由度运动体，包含角运动和线运动，一般分别称为绕质心运动和质心运动。绕质心运动参数（如姿态角度、角速度）的测量主要利用惯性器件，质心运动参数（如位置、速度、加速度）的测量有惯性测量方法和依靠外界参照信息的无线电测量、光学测量方法几类。

根据多普勒效应的原理，对飞行器进行测速、定位的系统称为无线电导航系统。近年发展和完善起来的全球卫星定位系统，如美国的 GPS、俄罗斯的 GLONASS，可以方便地确定飞行器的经度、纬度、高度和速度，这也是无线电导航系统。GPS 接收机的恰当组合还可以测量出飞行器的姿态角、角速度等。我国目前正在发展的“北斗”卫星导航系统、欧盟研制中的“伽利略”卫星导航系统，都属于无线电导航系统。

不仅飞行器需要导航系统，车辆、舰船也不同程度地离不开导航系统。图8-19是卫星导航示意图。

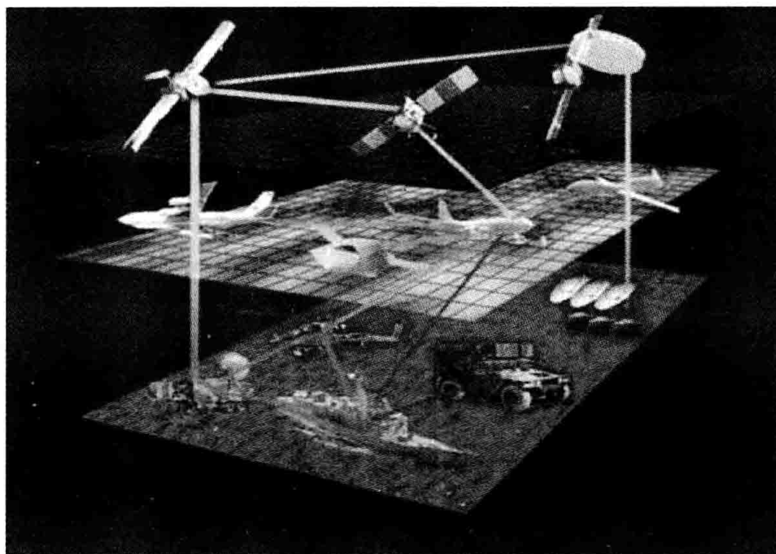


图8-19　卫星导航示意图

制导(guidance)系统是导弹类飞行器控制飞行轨道的系统，它根据导航系统(此时经常被视为制导系统的一部分)提供的飞行器运动参数，对飞行器质心运动进行控制，使飞行器从某一飞行状态机动飞行到期望的终端条件，保证飞行器以足够的精度命中目标。

对于打击远距离固定目标的地对地导弹，一般是将导弹自身的实时运动参数与事先设计好的标准弹道相比较，由此获得误差信号来控制导弹的运动，最终使导弹沿标准弹道飞行直到命中目标。目前，许多地对地弹道式导弹是通过控制关机点参数来完成的，有的则在飞行末段采用了目标信息获取设备，后者具有更高的打击精度。

对于攻击活动目标的导弹，制导系统不仅需要知道导弹本身的参数，还要实时测量活动目标的相关参数，根据一定的制导规律控制导弹飞向目标。简单地讲，制导规律就是引导导弹飞向目标的反馈控制算法。图8-20是自动寻的导弹制导系统原理图，其中导引头是测量目标相对导弹运动的测量系统，被测量一般包括目标相

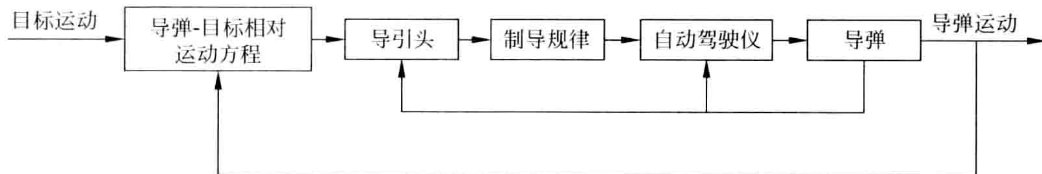


图8-20　自动寻的导弹制导系统原理图

对的角度、角速度等，有的导引头还可以测量目标的相对距离、相对速度等；导弹与自动驾驶仪共同构成上面介绍的飞行器姿态控制系统，此时是制导系统的控制对象；制导系统是通过导弹与目标的相对运动方程闭合成反馈控制系统的。

随着推进技术、工程材料、计算机等技术的进步，目标的飞行速度与机动能力提升到一个崭新的水平，有的目标还具备了规避逃逸的智能能力。在拦截弹道式再入目标时，拦截方往往不再具有速度上的优势。因此，导弹制导系统的设计与研制面临越来越大的挑战。制导问题是一个典型的非线性、不确定性控制问题，不确定性主要表现在目标运动的不可以预知性。目前，对机动目标的跟踪与预测已经成为控制科学家们研究的重要问题，多源信息融合、基于知识的目标跟踪与预测算法正在被广为关注。

8.5 自主车辆与交通控制

8.5.1 自主车辆

自主车辆(autonomous vehicle，AV)又称智能移动机器人、无人驾驶车辆、自动驾驶车辆等，它可以根据预先规定的任务，在行驶的过程中不断感知环境信息，自主地做出各种判断和决策，及时调整车辆自身的行驶状态并执行相应的动作和操作。自主车辆可以代替人在复杂的环境中完成危险的工作，也可以代替人从事精细的工作从而提高工作效率。自主车辆已经广泛运用于柔性生产线，完成刀具、材料、工件等的自动传输任务，是物流自动化的重要组成部分。

自主车辆由传感系统、定位系统、路径规划系统、运动控制器等部分组成，是一个多回路反馈控制系统，如图8-21所示。其中传感系统感知环境信息与车辆自身的位置信息等，定位系统根据传感系统提供的信息确定车辆当前位置，路径规划系统根据定位系统提供的车辆信息结合预先规定的任务确定合适的行进路线，运动控制器根据车辆当前的位置与速度信息以及规划产生的路径操纵车辆运动，或完成规定的操作。运动控制器与车辆本体也构成一个反馈控制系统，目的是使车辆平稳地行进，并在适当的时候完成规定的动作。图中运动控制器还包括驱动车辆运动的伺服

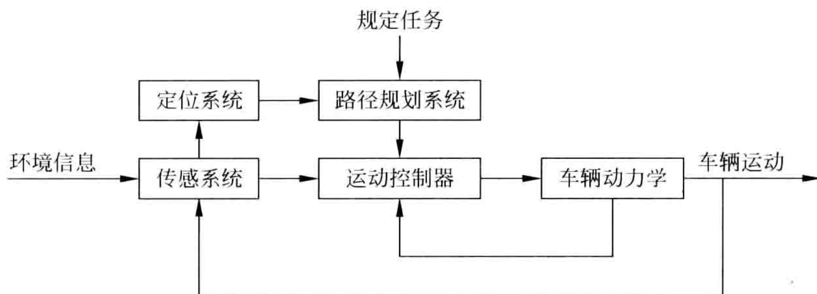


图8-21 自主车辆结构框图

驱动系统,微观上一般也是一个反馈控制系统。

自主车辆是一个以计算机为中心的控制系统,可能包括摄像机、陀螺仪、加速度表以及红外、超声或激光测距仪等,也可以有无线通信模块、GPS接收机等。根据需要,还可以包含电子地图、地理信息系统等软件。

自主车辆涉及机器视觉、多源信息融合、路径规划、灵巧控制等现代控制理论与方法,具有很好的研究意义与实用价值。

8.5.2 交通控制

交通运输是国民经济支柱性产业,对人类的生产、生活有着非常重要的影响。如果从1868年英国伦敦安装世界上第一台交通信号机开始,交通控制已经有100多年的历史。交通控制目标是多方面的,主要包括:(1)减少交通事故,提高交通运输的安全性;(2)降低能源消耗,减少汽车运输对环境的污染;(3)改善交通状况,提高网络的通行能力;(4)提高运输生产率,增加经济效益。

交通控制内容十分广泛,包括航空交通控制、船运交通控制、陆路交通控制以及有轨交通控制等,这里仅讨论城市交通控制。城市交通控制(urban traffic control)的主要目标是交通畅通、减少延误,从而实现降低油耗、减少车辆污染排放。

城市交通控制是通过交通信号来实现的,传统上分为点控、线控与面控三大类,而每类中又分为若干种方式,如定周期方式、感应方式等。从控制的角度,可以把城市交通控制分为两种,其一为程序控制型,其二为反馈控制型。

在程序控制型中,预先设定好每个交通信号的配时方案,包括周期时间长度、绿信比、相位差。每个交通信号都按既定程序变换红、黄、绿三种色灯,周期地不断重复,从而实现对交通流的控制。有时或有的地方,可以事先准备好几种不同的配时方案,在每天不同时段选择不同的配时方案。例如,对一个大型工厂前的交通信号,在上下班时与平时可以采用两种不同的配时方案。对一个交叉路口、一条线路或一个区域都可以采用这种方式,严格按时间顺序控制交通信号的灯色。这样构成的交通控制系统简单、可靠,投资少、见效快,对于比较稳定的交通流有较好的作用,但不能适应交通流的随机变化,特别是当交通流发生突变时,控制效果将明显下降。另外,对于一个较大的区域来说,如果重新制定配时方案,需要重新进行交通调查、优化计算,将消耗大量的人力和时间。因此,柔性较差,即灵活性不好。从控制的观点来说,这种交通信号控制方法属于典型的开环控制,不具有抗干扰能力。

在反馈控制型中,根据车辆感应器检测到的交通流情况,实时地制定最优的配时方案,及时地调整交通信号参数(周期、绿信比、相位差)。这种控制方式不仅适用于单个交叉路口,也适用于一条路线、一个区域或一个城市。当然,对于单个交叉路口来说,没有相位差的问题。如果采用这种方式控制一个区域的交通信号,需要安装大量的车辆感应器、需要联网、需要有功能强大的计算机及配套软件,相对建设成本较高,但能较好地适应交通流的随机变化,对交通流特性变化较大的城市或区域

具有重要价值。从控制的观点来说，这是理想的解决方案，可以有效地抑制干扰。为了减少计算机的实时计算任务，一种简化方法是预先编制若干套交通信号参数方案，实时地根据检测到的交通流情况选择其中一种最好的方案。

如图 8-22 所示为一个十字路口交通流示意图，设 $x_i(k)$ 为第 $i\in I \overset{\text{def}}{=\!=} \{1,2,\cdots,8\}$ 路段上 k 时刻的车辆数（这里，每个路段是事先确定的测控区域，当车辆进入该区域，行进方向不再变化）。一般地，路段 $k+1$ 时刻的车辆数为

$$x_i(k+1) = x_i(k) - \alpha_i(k)g[x_i(k)] + w_i(k) \tag{8.5.1}$$

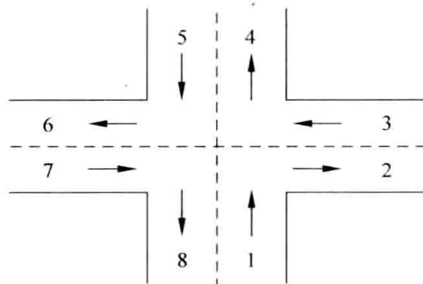


图 8-22　十字路口车流示意图

式中，$w_i(k)$ 表示 k 时刻到 $k+1$ 时刻之间（即采样周期 $T(=t_{k+1}-t_k)$ 内）新进入该路段的车辆，$\alpha_i(k)g[x_i(k)]$ 表示同一时间段 T 内离开该路段的车辆。对于奇数路段，信号灯可以控制的量是 $\alpha_i(k)g[x_i(k)]$；对于偶数路段，信号灯可以控制的量是 $w_i(k)$。一般地，如果 $\alpha_i(k)g[x_i(k)]\leqslant w_i(k)$，将可能出现拥塞现象。

一般路口右转弯的车辆不受信号灯的控制，为此可以简化 $x_i(k)$ 为仅包括直行与左转弯的车辆之和。当直行与左转弯的绿色或黄色信号灯不同时出现，即交替出现，可以根据式(8.5.1)建立路口车辆变化的状态方程。下面分四种可能的情况分别进行说明。

(1) 第 1 和第 5 路段直行绿灯使能时

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) - \alpha_1(k)g[x_1(k)] + w_1(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) - \alpha_2(k)x_2(k) \\ x_3(k+1) = x_3(k) + w_3(k) \\ x_4(k+1) = x_4(k) - \alpha_4(k)x_4(k) + \alpha_1(k)g[x_1(k)] \\ x_5(k+1) = x_5(k) - \alpha_5(k)g[x_5(k)] + w_5(k) \\ x_6(k+1) = x_6(k) - \alpha_6(k)x_6(k) \\ x_7(k+1) = x_7(k) + w_7(k) \\ x_8(k+1) = x_8(k) - \alpha_8(k)x_8(k) + \alpha_5(k)g[x_5(k)] \end{cases} \tag{8.5.2}$$

(2) 第 1 和第 5 路段左转弯绿灯使能时

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) - \alpha_1(k)g[x_1(k)] + w_1(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) - \alpha_2(k)x_2(k) + \alpha_5(k)g[x_5(k)] \\ x_3(k+1) = x_3(k) + w_3(k) \\ x_4(k+1) = x_4(k) - \alpha_4(k)x_4(k) \\ x_5(k+1) = x_5(k) - \alpha_5(k)g[x_5(k)] + w_5(k) \\ x_6(k+1) = x_6(k) - \alpha_6(k)x_6(k) + \alpha_1(k)g[x_1(k)] \\ x_7(k+1) = x_7(k) + w_7(k) \\ x_8(k+1) = x_8(k) - \alpha_8(k)x_8(k) \end{cases} \tag{8.5.3}$$

(3) 第 3 和第 7 路段直行绿灯使能时

$$\begin{cases} x_1(k+1)=x_1(k)+w_1(k) \\ x_2(k+1)=x_2(k)-\alpha_2(k)x_2(k)+\alpha_7(k)g[x_7(k)] \\ x_3(k+1)=x_3(k)-\alpha_3(k)g[x_3(k)]+w_3(k) \\ x_4(k+1)=x_4(k)-\alpha_4(k)x_4(k) \\ x_5(k+1)=x_5(k)+w_5(k) \\ x_6(k+1)=x_6(k)-\alpha_6(k)x_6(k)+\alpha_3(k)g[x_3(k)] \\ x_7(k+1)=x_7(k)-\alpha_7(k)g[x_7(k)]+w_7(k) \\ x_8(k+1)=x_8(k)-\alpha_8(k)x_8(k) \end{cases} \tag{8.5.4}$$

(4) 第 3 和第 7 路段左转弯绿灯使能时

$$\begin{cases} x_1(k+1)=x_1(k)+w_1(k) \\ x_2(k+1)=x_2(k)-\alpha_2(k)x_2(k) \\ x_3(k+1)=x_3(k)-\alpha_3(k)g[x_3(k)]+w_3(k) \\ x_4(k+1)=x_4(k)-\alpha_4(k)x_4(k)+\alpha_7(k)g[x_7(k)] \\ x_5(k+1)=x_5(k)+w_5(k) \\ x_6(k+1)=x_6(k)-\alpha_6(k)x_6(k) \\ x_7(k+1)=x_7(k)-\alpha_7(k)g[x_7(k)]+w_7(k) \\ x_8(k+1)=x_8(k)-\alpha_8(k)x_8(k)+\alpha_3(k)g[x_3(k)] \end{cases} \tag{8.5.5}$$

在式(8.5.2)～式(8.5.5)中，$\{w_1(k),w_3(k),w_5(k),w_7(k)\}$是四个方向在周期 T 进入十字路口的车辆数；$\{\alpha_2(k),\alpha_4(k),\alpha_6(k),\alpha_8(k)\}$是自由驶离车辆比例系数，与车辆驾驶员喜好、习惯、驾车技能熟练程度等因素有关；$\{\alpha_1(k),\alpha_3(k),\alpha_5(k),\alpha_7(k)\}$是信号灯可以直接改变的量，为本问题中的控制变量；$g[\cdot]$为关于车流量的检测量，通常固定为非线性函数。

一般地，十字路口的控制与状态量还受如下限制：

$$\begin{cases} 0\leqslant \alpha_i(k)g[x_i(k)]\leqslant u_{\max}, & i\in\{1,3,5,7\} \\ 0\leqslant x_i(k)\leqslant x_{\max}, & i\in\{1,2,\cdots,8\} \end{cases} \tag{8.5.6}$$

上述方程可以用于单一路口，也可以用来研究一条路线、一个区域或一个城市的交通控制问题。通过现场交通调查，可以获得不同时间、不同地理位置相关的统计参数，从而可以由上述方程进行仿真研究。仿真中，既可以检验配时方案的合理及有效性，也可以进行交通信号参数优化设计。

在现代交通控制系统中，除了采用传统的车辆感应器外，一般还采用视频技术，可以获得交通现场的动态画面，给监管人员提供直观决策信息。从视频信号中自动提取交通信息，需要应用图像模式识别等先进技术。在交通信号参数优化计算中，可以考虑公共交通优先等。

对于控制区域不大、交通信号比较集中的情况，可以采用集中监控系统。即用一台中央主机控制辖区内的所有交通信号，优点是结构比较简单、建设和维护费用相对较低。但一般需要采用分层递阶控制，如图 8-23 所示。决策控制中心是交通控

制系统中的最高节点,下辖若干协调控制站。决策控制中心根据外部需求及全系统交通现状,制定交通计划,并作为约束条件下传给各协调控制站。外部需求包括 VIP(贵宾)车队、大型集会等信息,交通现状包括各区域通行能力、路况、突发事件等。路口信号灯控制系统是底层基本单元,负责实时采集本路口车流信息,以本路口交通顺畅为目标进行初步决策,并将初步决策上报协调控制站。协调控制站管辖若干路口信号灯控制系统,以本辖区交通顺畅为目标,同时考虑决策控制中心给定的约束条件,对下属路口信号灯控制系统上报的决策方案进行协调,协调结果作为实际方案下发各路口信号灯控制系统具体执行。协调控制站需要及时地将本区域重要的交通信息上报决策控制中心,必要时可以申请决策控制中心更改交通计划。协调控制站可能还需要在非路口设立交通信息采集点,重要路段、路口的交通信息要上传决策控制中心。

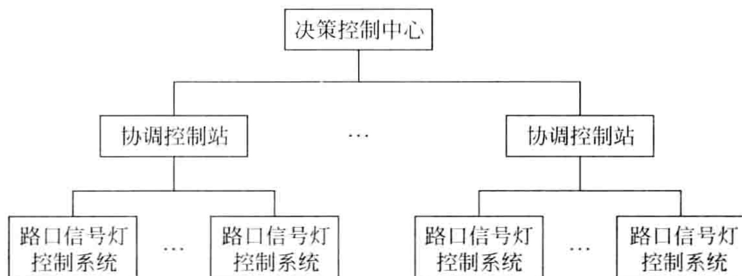


图 8-23　交通控制系统分层递阶结构

交通控制系统的分层递阶结构可以有效地克服集中控制的缺点,可靠性较高,当系统局部出现故障时,全系统仍然可以正常工作。例如,某路口信号灯控制系统出现故障或出现交通意外时,协调控制站可以协调其他正常路口的决策方案(配时方案),从而保证本辖区的正常交通活动;如果某协调控制站出现故障,下属路口信号灯控制系统仍然可以各司其职,实现基本的交通控制。

8.6　工业大系统优化与综合自动化

8.6.1　工业大系统优化

工业大系统是指工业生产中的大规模系统(large-scale system)。工业大系统和所有大系统一样,一般包含许多子系统,子系统之间存在复杂的关联关系。例如在流程工业大系统中,不同车间之间、工段之间往往有各种管道,组成复杂的关联关系;在大型机械制造生产线中,工位与工位之间、机床与刀具库之间、工位与仓库之间等,有传输带、自动小车等各种传输工具相互联系。不同子系统的时间刻度可能差异很大,有的子系统演变非常快,而有的子系统却可能相当慢。在子系统与子系统之间、子系统内部,也都可能耦合进各种各样的随机干扰、随机噪声。此外,大系

统还具有地域上分布广、模型维数高等特点。再有,大系统的目标与任务一般不是单一的,通常需要用多个目标函数来评价。

正是因为大系统的这些显著特点,使得大系统的优化是一个十分复杂而又困难的问题。例如,要想获得一个大系统的全部状态变量几乎不可能,因此也就无法采用基于状态反馈的最优控制理论来处理大系统的优化问题。但在化工、石油、冶金、电力等连续生产的工业企业中,生产过程经常长期工作在特定的稳态工况之下。生产过程中设定值的改变、外界干扰会引起动态调整过程,但比起整个生产周期来讲相对较短,所以实际上对于生产起着决定影响的只是稳态工况。因此,工业大系统优化主要是寻找一定性能指标下的最佳稳态工况点。

目前,解决工业大系统优化的主要方法是采用多级递阶控制。把复杂的大系统分解为若干个互相关联的子系统,每个子系统都具有自己的决策目标,有自己的控制器,这些控制器包括动态调节器和决定调节器最优设定值的决策单元,它们直接对生产过程进行控制。与此同时,上级协调器对其下属控制器进行协调,通过协调各子系统的控制性能指标或协调相互之间的关联变量,从而实现系统达到稳态时总体最优。这样就形成了一个金字塔形递阶控制结构,可以划分为三层:底层由实际系统构成;中层是直接控制层,由子系统局部直接控制器组成;上层是优化决策层,由协调器与所有的局部决策单元共同构成。局部决策单元可以同时并行地独立工作,分解后的每个子系统远比原大系统简单,因此就可以用常规方法来求解相应的优化问题了。这个过程颇有点像“化整为零”,然后再“民主集中”。

优化计算需要描述生产过程的数学模型,大多数是基于物料平衡和能量平衡建立起来的数学关系。但生产过程通常十分复杂,有时候某些机理尚没有完全搞清楚,因此通常很难获得足够准确的数学模型。所以必须在实际生产过程中引入反馈,通过对真实系统量测来校正按模型求得的最优设定值(或最优变化规律)。反馈信号除了直接馈送给局部决策单元,还可以馈送给上级的协调器。

工业生产过程的总目标是以最少的原料和消耗,生产出更多的符合产品质量要求的产品。用于优化计算的目标函数根据生产性质、企业当前与长远目标等因素综合制定,同时要考虑营销计划、原材料供应、生产设备现状等约束。

正如上面已经提到的那样,工业大系统的优化求解以子系统为单位进行,子系统的最优解不一定是全局的最优解。子系统的最优解要传输给上级协调器,协调器根据当前所有可能获得的信息综合判断是否达到了全局最优。若是,则命令各局部决策单元将决策结果作为局部直接控制器的设定值或控制规律,开始对生产过程进行控制,使之逐渐达到最优的稳态工况。若否,则协调器通过一定的协调策略对下级局部决策单元发出干预信息,要求它们按新的要求重新优化,直到达到全局最优为止。由于生产过程总存在各种干扰、噪声,生产过程在一段时间后又将偏离最优工况,这样新一轮寻优重新开始。这是一个周而复始的过程。

需要指出,工业大系统优化离不开基础自动化、计算机及网络技术。只有在生产过程全面实现基础自动化后,借助于计算机与网络技术,才有可能实现工业大系

统的优化控制。工业大系统优化涉及参数估计、模型辨识、优化算法、智能控制等，具有重要的理论和实用价值。

8.6.2　合成氨装置的在线稳态优化控制

合成氨是各种无机、有机氮肥厂的重要工序部分，其效率关系到全厂的产量和经济效益。本节以我国某大型氨厂的在线稳态递阶优化控制为例，说明工业大系统优化及控制的基本原理。系统中采用 SPECTRUM 分布式计算机控制系统作为第一级（下级）控制系统，完成第一级的检测与控制任务。另用 PC 作为上位机构成计算机监控系统，并利用 RS-232 通信接口进行双向通信，进行有关模型及优化计算和校正验算等任务。

由于天然气、石油等原料价格不断上涨，生产成本不断上升，因此以节能降耗为系统总体目标。合成氨厂的大工业过程按装置或工艺可分解为 6 个子过程，即转化、变换、吸收、甲烷化、压缩和合成等子过程（如图 8-24 所示）。并且采用合成氢氨比（m_{62}）、合成驰放量（m_{61}）、一段炉温度（m_{12}）、转化水碳比（m_{11}）、一段烟气氧含量（m_{21}）及合成气的惰性气含量（m_{63}）等 6 个关键变量作为稳态优化的决策变量。由于实际中的困难，像压缩机的调压（m_{51}）这样重要的决策变量未列入。这些决策变量相应控制器的设定值 c_i 是进入优化计算的决策量（又称操作变量）。

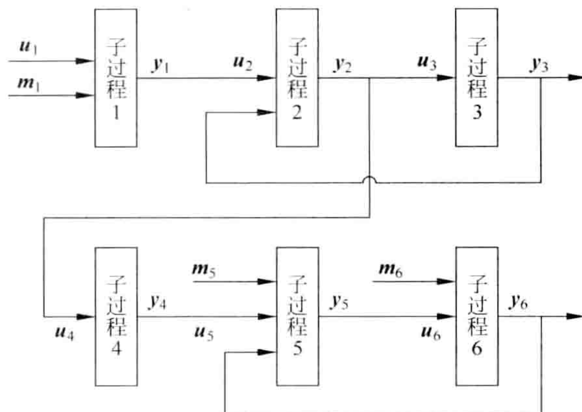


图 8-24　合成氨过程分解示意图

采用大系统分解—协调方法优化计算控制器的设定值。合成氨部分的优化采用两级算法，即子过程优化和协调。子过程优化在微机上进行，计算时间不大于 2 分钟。优化周期为每小时一次。有关的模型校正验算，包括非线性稳态模型的高次项系数，则利用回归处理来修正，这些都在上位机上进行。

1. 数学模型

建立子过程的数学模型是十分关键和基础的工作，需要工程师根据每一子过程

的基本物理和化学规律,从物料衡算和热量衡算关系出发,对主要设备单元分别建立较为精确的机理模型。在机理模型的基础上,经过摄动获取不同的输入、输出变量,再经过静态仿真特性分析和数据处理,并进行合理的简化,包括采用实测数据进行校正,获得简化模型。然后,在优化进程中,根据实测的过程目标函数与计算的目标函数相互比较来校核简化模型。

以下是本实例中各子过程的静态方程:

转化子过程

$$y_{11} = u_{11}(B_1 + B_2 u_{12}^2 + B_3 m_{11} + B_4 m_{11}^2 + B_5 m_{11} u_{12} + B_6 u_{12}^3 + B_7 m_{11}^3) \quad (8.6.1)$$

$$y_{12} = u_{12} - 3.8 \quad (8.6.2)$$

$$y_{13} = 0.003 + \beta_1(m_{11} - 3.8) + \beta_2(u_{12} - 30.0) \quad (8.6.3)$$

变换子过程

$$y_{21} = u_{21} \quad (8.6.4)$$

$$y_{22} = u_{22} - 0.8 \quad (8.6.5)$$

$$y_{23} = u_{24} \quad (8.6.6)$$

$$y_{24} = u_{25} + B_8 \quad (8.6.7)$$

$$y_{25} = 0.03 + \alpha(u_{21} - u_{21}^0) \quad (8.6.8)$$

吸收子过程

$$y_{31} = u_{31}(1 - B_9) \quad (8.6.9)$$

$$y_{32} = u_{32} - 0.8 \quad (8.6.10)$$

$$y_{33} = 0.0033(1 - B_{10}) \quad (8.6.11)$$

甲烷化子过程

$$y_{41} = u_{41}(1 - u_{44}) \quad (8.6.12)$$

$$y_{42} = u_{42} - 0.4 \quad (8.6.13)$$

$$y_{43} = u_{43} + 6550 u_{44} \quad (8.6.14)$$

$$0 < u_{44} < 0.005 \text{(限制温升的约束条件)} \quad (8.6.15)$$

压缩子过程

$$y_{51} = u_{51} + u_{53} - a_0 - b_0 \quad (8.6.16)$$

$$y_{52} = m_{51} \quad (8.6.17)$$

$$y_{53} = (u_{53} u_{55} - b_0)/(u_{51} - u_{53} - a_0 - b_0) \quad (8.6.18)$$

合成子过程

$$y_{61} = u_{61}(1 + u_{54})/(1 + u_{64} + y_{61}^0) \quad (8.6.19)$$

$$y_{62} = u_{62} - 6.5 \quad (8.6.20)$$

$$y_{63} = u_{64} + y_{61}^0 \quad (8.6.21)$$

以上方程中,β_i,B_i 均为模型系数;a_0 为返回脱硫使用的加氢气摩尔流量;b_0 为氨分离器分离的液氨摩尔流量;y_{61}^0 为氨净值,根据静态分析可得

$$y_{61}^0 = \alpha'_0 + \alpha'_1 u_{63} + \alpha'_2 m_{62} + \alpha'_3 u_{61} + \alpha'_4 u_{62} + \alpha'_5 u_{61} u_{62} + \alpha'_6 u_{62} u_{63} + \alpha'_7 m_{62} u_{62} + \alpha'_8 m_{61}^2 + \alpha'_9 u_{62}^2 + \alpha'_{10} u_{63}^3 + \alpha'_{11} m_{62}^2 \quad (8.6.22)$$

式中，α_i'均为简化静态非线性数学模型的系数。

各子过程间的关联方程可以表示如下

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{22} \\ u_{23} \\ u_{24} \\ u_{25} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.98 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \\ y_{13} \\ y_{31} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.115 \\ 0 \\ T_0 \end{bmatrix} (T_0 \text{ 为常数}) \tag{8.6.23}$$

$$\begin{bmatrix} u_{31} \\ u_{32} \\ u_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.698 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1.433 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \\ y_{23} \end{bmatrix} \tag{8.6.24}$$

$$\begin{bmatrix} u_{41} \\ u_{42} \\ u_{43} \\ u_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{31} \\ y_{32} \\ y_{24} \\ y_{34} \end{bmatrix} \tag{8.6.25}$$

$$\begin{bmatrix} u_{51} \\ u_{52} \\ u_{53} \\ u_{54} \\ u_{55} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{41} \\ y_{42} \\ y_{61} \\ y_{62} \\ y_{63} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} m_{61} \tag{8.6.26}$$

$$\begin{bmatrix} u_{61} \\ u_{62} \\ u_{63} \\ u_{64} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1.1008 & 0 \\ 0 & 1 & 0.84749 \times 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0.138446 \times 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{51} \\ y_{52} \\ m_{61} \\ y_{53} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -272.16 \\ -1.702 \\ 0.10097 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{8.6.27}$$

2. 目标函数

整个大工业过程优化的目标函数定为在指定的生产负荷条件下，过程的单位吨合成氨的能耗最低，即

$$\min_{u_{11}=\text{常数}} f_{\text{sum}} = \frac{y_{F_1} + y_{F_5}}{y_{F_6}} \tag{8.6.28}$$

式中，$y_{F_6} \overset{\text{def}}{=} y_{62}^0$ 表示氨产量，可以根据静态分析，建立类似式(8.6.22)的非线性函数关系；$y_{F_5} \overset{\text{def}}{=} y_{51}^0 \gamma + y_{52}^0$ 表征压缩机系统能耗，γ 为单位折算因子，此外

$$y_{51}^0 = \alpha_0 (u_{51} + \alpha_1 u_{53})(\ln m_{51} - \alpha_2 \ln u_{52}) \tag{8.6.29}$$

$$y_{52}^0 = \beta_0 + \beta_1 (u_{51} + \beta_2 u_{53}) \tag{8.6.30}$$

另外，$y_{F_1} \overset{\text{def}}{=} u_{11} Q_0 + Q_1 / \eta$ 表示转化子过程中原料气及燃料气的总消耗情况，Q_0 为原料气的摩尔热值，η 为热效率校正系数，Q_1 为传入转化炉管内的有效热量，可以采用如下方程

$$Q_1 = \alpha_0 + \alpha_1 m_{11} + \alpha_2 m_{11}^2 + \alpha_3 u_{12} + \alpha_4 u_{12}^2 \tag{8.6.31}$$

上述方程中,α_i,β_i 为相应的模型系数。

以上模型及目标函数中涉及的系数都要在每一次优化时根据现场数据确定,其中非线性高次项系数要利用回归方法。过程的稳态不可避免地会被噪声或干扰所污染,所以数据必须先采用滤波、平滑、内插等方法加以处理。

3. 稳态优化控制

建模仅仅是工作的第一步,当然也是最困难的工作之一。模型是否有效还有待验证。为此必须先经过一个离线优化计算,试用以调整操作变量,如果操作变量的调整方向正确,目标函数有所下降,产量有所增加,则模型是可用的,才可以投入实时稳态优化控制。

在合成氨过程的稳态优化控制中,由于约束条件相对简单,可以采用近似规划法(MAP)并形成两级迭代的格式,由关联平衡法进行协调(参见5.7.3小节)。通过对多组不同的工况(工艺条件)进行寻优计算,结果表明,合成氨日产量均有不同程度的提高(0.1%~0.85%),单位吨氨产量的能耗也有不同程度的下降(0.18%~0.62%)。据测算,每年可以节约近百万元的开支。

8.6.3 综合自动化

目前,世界各工业发达国家正大力发展工厂综合自动化技术。所谓综合自动化,就是在自动化技术、信息技术、计算机控制和各种现代生产加工技术的基础上,从生产过程的全局出发,通过集成生产活动所需的各种信息,把控制、优化、调度、经营、管理、决策融为一体,形成一个能适应各种生产环境和市场需求的高质量、高效益、高柔性的生产系统。综合自动化追求的是总体最优,而不是局部最优;依赖的是信息集成,而不是简单的生产技术集成。

其实,早在二三十年前,国外就开始了综合自动化的研究。最初的设想是建设无人的、完全自动化的生产车间或工厂,希望人的作用仅仅是按下电钮、启动系统。经过大量的实践与摸索,人们终于发现那种无人参与的所谓全盘自动化,存在许多限制,并不能达到原来极大提高生产效率的期望目标。今天,人们已经认识到,综合自动化系统离不开人,是以人为中心的系统。

在离散型工业中,综合自动化的一个重要成果是计算机集成制造系统(computer integrated manufacturing system,CIMS)。它是在自动化技术、计算机技术及制造技术的基础上,通过计算机及其软件,将制造工厂全部生产活动与整个生产过程有关的物料流与信息流实现高度统一的综合化管理,把各种分散的自动化系统有机地集成起来,构成一个优化的完整的生产系统,从而获得更高的整体效益,缩短产品开发制造周期、提高产品质量、提高生产率、提高企业的应变能力和竞争能力。工厂生产活动指产品设计、制造及经营管理,包括市场调研、生产决策、生产计

划、生产管理、产品开发、产品设计、加工制造以及销售经营等。计算机集成制造系统消除了传统科室与车间的壁垒,使车间和科室彼此都能快速地做出动态响应。计算机集成制造系统具有很大的柔性,能对市场需求变化做出快速反应,是适合于多品种、中小批量生产的高效益、高柔性的智能制造系统。

一个基本的计算机集成制造系统,至少有自动化设计系统、自动化制造系统、计算机辅助质量保障系统以及管理与决策支持系统四大部分,如图 8-25 所示。自动化设计系统包括计算机辅助设计(CAD)、计算机辅助制造(CAM)、计算机辅助工程(CAE)、计算机辅助工艺过程设计(CAPP)等。自动化制造系统包括机械加工自动化系统、物流自动化系统、仓库自动化系统等,主要功能是按照自动化设计系统生成的 NC 代码将一个毛坯加工成合格的零件并装配成部件、产品。计算机辅助质量保障系统属于重要的辅助系统,主要功能是采集、储存、评价与处理设计、生产及实用过程中与质量有关的数据,目的是实现产品的高质量与低成本,从而增强企业的竞争能力。管理与决策支持系统是为企业领导直接服务的系统,其主要功能包括制定中、长期的生产计划,物料需求计划,生产能力(资源)平衡以及财务、仓库等各种管理计划,还包括市场预测及制定长期发展战略计划等。为使这四大部分集成起来,计算机集成制造系统还包括分布式数据库以及数据传输网络等支撑环境,最终实现所有信息集成的目的。

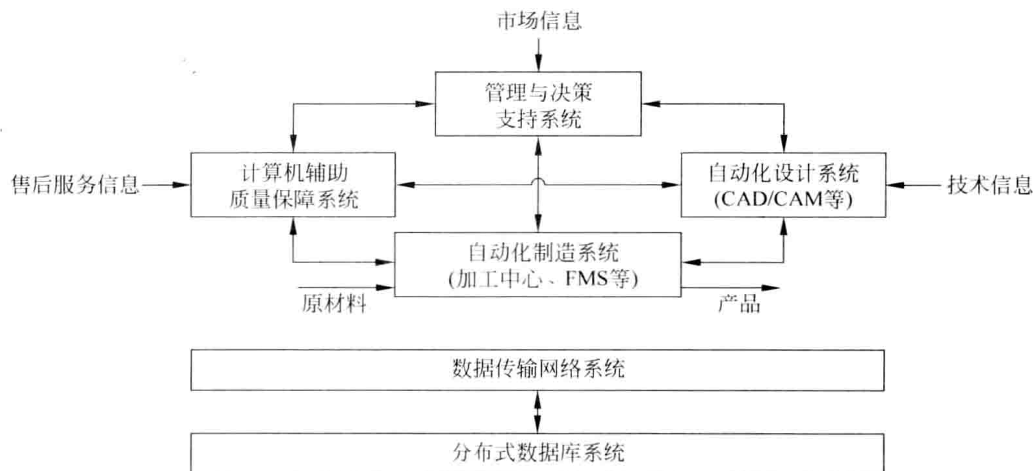


图 8-25 计算机集成制造系统示意图

计算机集成制造系统通过信息集成,可以进一步改善产品质量,提高设备利用率,使企业管理、调度及决策科学化,同时增加新产品设计与生产的灵活性。例如库存控制、库存状态可一目了然,这样就可以采用各种科学方法来管理库存,使库存减到最低水平,以压缩仓库面积和占用资金。设计、制造、管理、质量的信息集成,会大大提高企业的生产、营销的效率以及企业应付市场变化的应变能力。由此可见,集成度的提高,使各种生产要素之间的配置得到更好的优化,各种生产要素的潜力得

到更大的发挥,使实际存在于生产过程中的各种资源浪费减到最小,从而获得更好的整体效益。

在连续工业中,同样开展了综合自动化的研究与发展,主要成果是计算机集成生产系统(computer integrated production systems,CIPS)。CIPS的实质就是将过程控制、计划调度、经营管理、质量管理和市场销售等所有信息进行集成并有效地利用,谋求全局优化。本质上,CIPS与离散工业中的CIMS是一致的,不再赘述。

8.7　网络化控制系统

8.7.1　网络化控制系统的特点

正如上一节讨论的那样,现代大工业系统具有模型维数高、分布地域广等特点,现代控制系统正朝向更加分散化、智能化发展,网络化已经成为必然趋势。随着微电子技术的高速发展,目前传感器、执行器、控制器都可以具有稳定、可靠的网络通信接口,因此可以成为相对独立的网络节点,从而促进了控制系统朝网络化的方向发展。早期的DDC以及目前广泛使用的DCS,虽然它们具有或这或那的缺点,但都是控制系统网络化的阶段性产品。所谓的网络化控制系统(networked control system,NCS),是一种分布式的实时反馈控制系统,通过数字网络实现控制功能,控制器、传感器、执行器是同等的网络节点,它们均共享相同的网络。如图8-26所示,控制信息与传感信息都通过同一个控制网络传输。

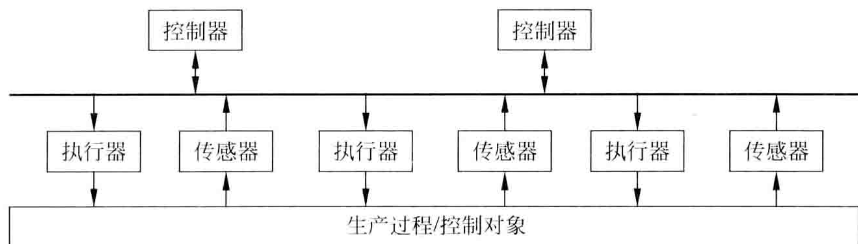


图8-26　网络化控制系统

近年来,面向控制的网络技术获得了迅速发展。目前,NCS中的控制网络有许多种,包括现场总线、工业以太网、无线网、高速内存映像网络等。其中最受关注的是现场总线技术,参见本章8.1节。

网络化控制系统是通信网络和控制系统相结合的产物,具有许多特点:(1)传统的计算机控制系统一般都采用等周期采样,这会使系统的分析与设计都大大简化。而网络化控制系统中,数据采集与控制作用都不再能确保是等周期的。(2)网络化控制系统中,控制品质与性能不再仅依赖于控制算法,同时也受到网络调度算法的影响。调度算法发生在网络用户层,它决定了控制网络中数据传输的快慢以及被传输数据的优先权等问题,同时也可以调度控制回路的采样周期和采样时刻。(3)控

制系统中的传感器、控制器和执行器通过网络传输信息，必然会导致网络诱导时延，不但会降低系统性能还会导致系统不稳定。时延的存在及其固有的不确定性，使控制系统的分析与设计变得复杂。(4)网络环境下，被传输的数据包要经过多个网络节点，而且路径不唯一，这必然会导致数据包时序的错乱，甚至出现数据包丢失现象。(5)网络节点有多种驱动方式，主要有时钟驱动和事件驱动两种。传感器通常采用时钟驱动，而控制器和执行器则可以是时钟驱动，也可以是事件驱动。

总的说来，网络化控制系统在带来好处的同时，也出现了许多传统控制系统没有的问题，相应的控制理论尚不完善，是目前以至将来相当长一段时间内被关注的领域。

8.7.2　网络传输时延分析

在网络化控制系统中，数据传输时延是不可避免的，对控制来说是最主要的问题。网络时延由于受到网络所采用的通信协议、网络当时的负荷状况、网络的传输速率和信息包的大小等诸多因素的影响，会呈现出或固定或随机、或有界或无界的特征，通常会导致控制系统性能的下降，严重时会出现不稳定现象。

如图 8-27 所示，网络化控制系统中有 5 个方面可能导致时延：(1)传感器进行数据采样及处理的时间 τ^s；(2)传感器数据传输到控制器的时间 τ^{sc}；(3)控制器节点进行传感数据的解包、控制算法的执行、控制算法计算结果的打包等消耗的时间 τ^c；(4)控制器数据传输到执行器的时间 τ^{ca}；(5)执行器节点进行控制数据的解包、D/A 转换等消耗的时间 τ^a。

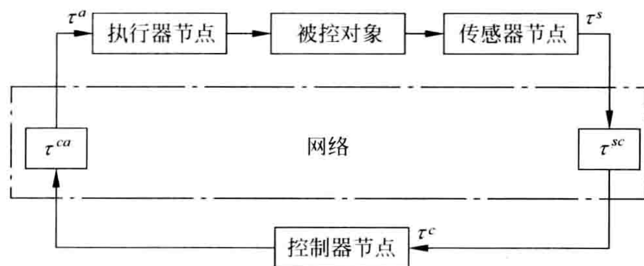


图 8-27　网络化控制系统中的时延分布

整个控制器回路总时延可以表示为 $\tau_k=\tau_k^s+\tau_k^{sc}+\tau_k^c+\tau_k^{ca}+\tau_k^a$，其中 k 代表第 k 个采样时刻。计算时延($\tau_k^s,\tau_k^c,\tau_k^a$)取决于节点负荷、调度等，它们与 τ^{sc} 和 τ^{ca} 相比，数值和变化都很小。通常，(τ_k^s,τ_k^a)可忽略不计，或分别将 τ_k^s,τ_k^a 包括在 τ^{sc} 和 τ^{ca} 内考虑，而 τ_k^c 可包括在 τ^{ca} 内一起考虑，这对整个系统的分析是等价的。τ^{sc} 和 τ^{ca} 一般具有随机性质。

假设被控对象是线性时不变系统，可以表示如下

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)\end{cases} \tag{8.7.1}$$

式中,$\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}^n$,$\boldsymbol{u}\in\mathbb{R}^m$,$\boldsymbol{y}\in\mathbb{R}^r$ 分别是系统状态、控制输入和系统输出。

为了简便起见,下面不考虑网络传输中的数据包丢失和数据传输时序错乱问题。对固定的控制算法(时不变控制器),传感器到控制器时延和控制器到执行器时延可集中表示为 $\tau=\tau^{sc}+\tau^{ca}$。假设传感器采样周期为 T,这里分两种情况讨论网络化控制系统时延模型。

时延小于一个采样周期时,在第一个采样周期中至多有两个控制信号。此时,系统方程可以离散化表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{x}_k+\Gamma_0(\tau_k)\boldsymbol{u}_k+\Gamma_1(\tau_k)\boldsymbol{u}_{k-1}\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k\end{cases} \tag{8.7.2}$$

式中 $\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}$,$\Gamma_0(\tau_k)=\int_0^{T-\tau_k}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}s}\boldsymbol{B}\,\mathrm{d}s$,$\Gamma_1(\tau_k)=\int_{T-\tau_k}^{T}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}s}\boldsymbol{B}\,\mathrm{d}s$。

当网络诱导时延大于一个采样周期时,网络控制系统方程与节点驱动方式有关。下面假设网络诱导时延有界,即网络诱导时延 $\tau<hT$,其中 h 为大于 1 的整数。同时假设执行器采用事件驱动方式,那么在一个采样周期内加到被控对象上的控制量分段连续,且最多有 $h+1$ 个不同的值。因此,任何时刻控制器的输出,是传感器最多 $h+1$ 个时刻数据的函数。此时,系统方程可以离散化表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{x}_k+\sum\limits_{i=0}^{h}\boldsymbol{B}_i^k\boldsymbol{u}_{k-i}\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k\end{cases} \tag{8.7.3}$$

式中,$\boldsymbol{B}_i^k=\int_{t_i^k}^{t_{i-1}^k}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(T-s)}\,\mathrm{d}s\boldsymbol{B}$,$t_{-1}^k=T$,$t_h^k=0$。

上述讨论表明,当考虑网络诱导时延后,描述系统的动态方程具有了一种特殊的随机结构,这与传统控制理论研究的随机系统有较大的区别。

稳定性分析是控制中的基本问题,但由于网络时延的不确定性,网络化控制系统的稳定性分析变得困难起来。应用时滞系统理论和李雅普诺夫稳定性理论,可以建立网络诱导时延稳定条件。

若离散控制器取为 $\boldsymbol{u}(k)=-\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(kT)$,假定网络时延 $\tau_k=0$ 时,网络化控制系统 NCS 是渐近稳定的。如果网络时延 τ_k 满足如下不等式

$$\tau_k\leqslant\min\left\{\sqrt{\frac{2\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})}{\|(\boldsymbol{BK})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QBK}\|}},\right.$$
$$\left.\max_{0\leqslant\alpha<\alpha_m}\sqrt{\frac{\alpha\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})(2\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})-\alpha\|\boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QG}\|)}{\alpha\|(\boldsymbol{BK})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QBK}\|(2\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})-\alpha\|\boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QG}\|)+\|\boldsymbol{PBK}+\alpha\boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QBK}\|^2}}\right\} \tag{8.7.4}$$

那么网络化控制系统也是渐近稳定的。上式中,$\|\cdot\|$ 表示矩阵的 Euclid 范数,$\lambda_{\min}(\cdot)$表示矩阵的最小特征值,$\alpha\geqslant0$,$\alpha_m=2\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})/\|\boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{QG}\|$,$\boldsymbol{G}=\boldsymbol{A}-\boldsymbol{BK}$,

$\boldsymbol{P},\boldsymbol{Q}\in R^{n\times n}$，$\boldsymbol{P},\boldsymbol{Q}>0$（正定），且 $\boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{G}=-2\boldsymbol{Q}$。

8.7.3　网络化控制实际应用

网络化控制系统已经在我国开始实际使用。据 2003 年相关报道，桂林橡胶机械厂开发了轮胎硫化网络化控制系统——GRM Link 计算机工业网络化控制系统，包括工业以太网控制系统、工业现场总线控制系统和工业以太网多机控制系统 3 种类型。系统中，上位机可监控生产状态、生产参数和记录参数变化曲线，以及更动控制器的参数，上位机还可直接和企业局域网连接形成管理级。该计算机工业网络控制系统可大大提高轮胎产品质量，降低废、次品率，降低生产成本，减少停机时间。目前已在贵州轮胎股份有限公司投入使用。

美国华盛顿大学圣路易斯分校的美籍华裔教授谈自忠和他的学生经过互联网对 1600km 外的一个机器人进行实时远距离控制和监视。他们用一个小操纵棒指挥机器人绕过障碍并拾起物件，再将它安置在要求位置，用视频监视器为操纵者提供被控机器人的行为图像。由此可见这个基于互联网的网络化控制系统发送的控制命令（被控机器人的给定）经过互联网传输到机器人，而被控机器人的相应行为并没有经互联网反馈而是经机器人自身形成闭环。视频监视器只起监视机器人的相应行为的作用。图 8-28 是基于互联网机器人控制系统的常用结构，控制端采用一台个人计算机（PC），被控端采用分布式结构。用一台专门计算机完成基于 Web 的因特网信息服务，而图像采集与存储、机器人控制由另外两台计算机完成。Web 服务器、图像服务器、机器人服务器之间采用包交换技术进行数据通信。

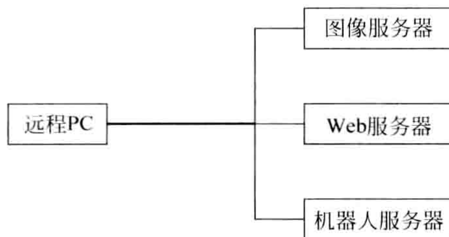


图 8-28　基于互联网机器人控制系统结构图

网络化控制系统的理论与技术正在高速发展，有许多新的成就，这里仅能"浅尝辄止"了。

8.8　小结

控制论可以应用于许多领域，但在工程领域取得的成果最直接、最丰富。工程控制的研究与发展，除了有效地解决了若干非常有价值的工程问题外，也丰富和发展了控制论本身的内容。

本章虽然涉及了许多行业,每个行业的控制问题有自己的特点,但在控制与信息这一大主题下,它们是相通的。对于大型工业生产,不管是过程工业还是机械加工,不管是电力系统还是交通运输,它们都由大量的反馈系统构成。工程问题中的反馈系统,有的是长期生产实践逐渐产生的,有的本身就是在控制论指导下设计与开发的。所以,控制论不仅有助于深刻地认识工程系统,同时也可以提升工程系统的设计与开发水平。

得益于控制理论与技术的高速发展,各行各业中的自动化程度与水平越来越高,自动化系统也越来越复杂。在现阶段,分布式控制系统在工业自动化中起着重要的作用。但随着大家对开放性、灵活性、智能性等要求的日益增长,网络化控制系统是发展趋势。网络化控制系统不仅在民用大工业中开始广泛采用,在飞行器这样的特殊领域也开始大显身手。新型飞行器上的控制系统基本上都采用了现场总线技术,近年推出的若干中高档小汽车也嵌入了CAN总线等内容。当然,网络化控制系统也带来了若干新的理论问题,目前尚没有完全解决。

作为一个工厂或企业来说,综合自动化是发展趋势。综合自动化关注的焦点是信息集成,是以人为中心的智能自动化。大系统的优化与控制技术在综合自动化中具有重要意义。

习题

8.1　DCS与FCS的含义是什么?二者的主要差异有哪些?

8.2　机械加工自动化有哪几个层次?其中的核心技术或系统是什么?

8.3　对比分析DNC系统与DDC系统和DCS之间的差异与共同点。

8.4　电力系统的主要质量指标是什么?保证这些质量指标都有哪些主要设备或方法?基本原理是什么?

8.5　电力系统调度的主要依据是什么?电力系统调度涉及哪些控制理论或方法?

8.6　飞行器控制的特点是什么?飞行器控制可以分为哪几个主要方面?

8.7　自主车辆与导弹有什么共同的地方?哪些技术可以相互借鉴?

8.8　交通控制系统的最大特点是什么?交通控制研究对于其他工业系统控制有何促进作用?

8.9　阐述工业大系统优化与综合自动化的关系。

8.10　综合自动化的主要内容有哪些?为什么说综合自动化是工厂或企业的发展方向?

8.11　NCS主要好处有哪些?NCS与DCS、FCS有什么联系?

8.12　网络化控制系统与传统控制系统的主要差异表现在哪些方面?简要说明NCS与综合自动化的关系。

参考文献

1. 王树育等. 工业过程控制工程. 北京：化学工业出版社，2003
2. 施仁，刘文江. 自动化仪表与过程控制. 北京：电子工业出版社，1991
3. 刘宝坤. 计算机过程控制系统. 北京：机械工业出版社，2000
4. 万百五，韩崇昭，蔡远利. 自动化（专业）概论（第 2 版）. 武汉：武汉理工大学出版社，2005
5. 陈士橹，吕学富. 导弹飞行力学. 北京：航空专业教材编审组，1983
6. [英]P. 加涅尔著.[华克强，丁放等译]. 导弹控制系统. 北京：国防工业出版社，1985
7. Lin Y，Cai Y L. A microscopic simulator for urban traffic systems. Proceedings of the IEEE 5th International Conference on Intelligent Transportation Systems，Singapore，2002：622 ～626
8. Cai Y L，Song H B，and Han C Z. On the computer simulation for traffic systems. The 3rd SA-China Transport Technology Forum，South Africa，2004
9. 于德新等. 基于多智能体的城市道路交通控制系统及其协调优化. 吉林大学学报（工学版），2006，36(1)：113～118
10. 王京起，陈慧岩. 陆地自主车辆研究概况. 车辆与动力技术，2002(4)：56～60
11. 杨欣欣. 智能移动机器人导航与控制技术的研究. 清华大学计算机科学与技术系学位论文，1999
12. 李人厚，邵福庆. 大系统的递阶与分散控制. 西安：西安交通大学出版社，1986
13. 万百五，黄正良. 大工业过程计算机在线稳态优化控制. 北京：科学出版社，1998
14. 万百五. 工业大系统优化与产品质量控制. 北京：科学出版社，2003
15. Wu J，Deng F Q，Gao J G. Modeling and stability of long random delay networked control systems. Proceeding of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics，Guangzhou，IEEE，2005(8)：947～952
16. Zhang W，Branicky M，Phillips S. Stability of networked control system. IEEE Control Systems Magazine，2001，21(1)：84～99
17. Yodyium Tipsuwan Y，Chow M Y. Control methodologies in networked control systems. Control Engineering Practice，2003，11：1099～1111
18. 张喜民，周利华，车向泉. 基于时滞系统模型的网络控制系统稳定条件[J]. 西安电子科技大学学报（自然科学版），2006，33(3)：404～407
19. 齐从谦. 制造业信息化导论. 北京：中国宇航出版社，2003
20. 钱学森，宋健. 工程控制论（修订版）. 北京：科学出版社，1983

第9章 生物控制

9.1 概述

人类生活的地球大约已经存在几十亿年，目前与人类共存的各种生物体估计超过100万种，如果加上已经淘汰和灭绝的则可能有一亿多种。研究包括人在内的生物系统，无疑具有非常重要的意义。在所有研究生物系统的科学中，生物控制的特征是应用控制论的思想和方法研究生物系统的调节、控制和信息处理规律，已经形成控制论一个重要的分支——生物控制论(biocybernetics)。

其实，维纳最初提出的控制论就包括了两大部分，其一为工程控制论，其二为生物控制论。两者的研究对象完全不同，前者的研究对象是无生命的工程系统(机器)，而后者的研究对象是有生命的生物系统。维纳一直对生物系统中的调节控制和信息处理保持较大的兴趣，在他近70岁时还编著了“生物控制论进展”丛书。维纳晚年还发表了若干文章对生物控制论中的一些具体课题表示自己的看法。

在“生物控制论进展”丛书中，有这样一段描述：“生物控制论的目的主要在于建立能反映人体和动物体功能的模型和理论，而且这种模型和理论中的逻辑原理和有机体本身中起作用的逻辑原理是相同的。它也试图建立和生物系统有同样物理与生物化学成分的模型。”由此，不难理解维纳对生物控制论的看法或定义。

生物系统是经过漫长进化、优胜劣汰的产物。所有生物体都是一个多层次结构的复杂系统，由细胞组成不同的组织，由组织构成不同的器官，器官与组织组成各种功能系统，各功能系统在神经系统的协调与控制下，完成整个个体的生命活动过程。在细胞、组织、器官、系统、个体等层次上都存在信息处理与调节控制，所实现的信息处理与控制过程非常巧妙，也非常复杂。所以，生物控制论一方面为人类进一步揭示生命的奥妙提供了新的工具，另一方面也为疾病诊断与治疗、生态环境保护与控制展示了新的途径。同时，通过研究生物系统中的信息处理与控制规律，可以为设计工程系统提供崭新的启发与启示。

目前，大致可以把生物控制的研究内容分为生物反馈系统分析与神经控制论两大部分，此外就是应用研究。应用研究主要是将控制论的一般原理和方法用于解决医学中的实际问题。由于人类对生物体本身的认识还不足——这有待于分子生物学等学科的发展与进步，生物控制理论与技术还处在不断发展阶段。虽然已经取得了许多非常好的成果，但总体上和人们的希望还有一定的距离，当然这也说明这是一个值得关注与研究的领域。

9.2　生物反馈系统

通过系统分析的方法，研究生物反馈系统的组成部分及其作用，进而建立描述系统的数学模型，以计算机仿真及实验的方法研究整个系统的动态特性，这就是生物反馈系统分析的主要任务。当获得生物反馈系统初步模型后，其中有的参数或特性需要通过实验来获得，因此生物系统辨识也就成为生物反馈系统分析另外一个重要的方面。

生物体中存在大量的反馈系统，如呼吸系统、血液循环系统、体温调节系统等，目前已经针对这些系统建立了或简或繁的数学模型，并开发了许多计算机仿真程序。其实，生物体内的许多反馈系统都可以归入体内稳态系统，分析的目的就是要搞清楚体内环境参数，例如血压、血氧、身体核心温度以及血液中二氧化碳的浓度、血糖浓度等，在自主神经系统和内分泌系统控制下如何保持稳定。显然，体内稳态系统本质上是恒值调节系统。当然，生物体中还存在许多其他类型的反馈系统，例如反映生长过程的神经系统、反映睡眠过程的神经系统等。

以下以体温调节系统的研究为例来进行说明，同时介绍近年被广泛重视的生物反馈治疗方法，以此反映生物反馈系统研究理论及应用的概貌。

9.2.1　体温调节系统

体温调节系统是比较典型的生物反馈系统。为了研究体温调节问题，可以把人体(或其他生物体)抽象为一个嵌套结构：中央、中间层以及外层，如图9-1所示。位于最里面的中央表示身体的核心部分，包括深部组织和内脏。在环境温度相当大的变化范围内，中央温度均保持恒定，因此可以将其视为体温调节系统的输出。中央部分的热容量很大，而且包括体内代谢活动产生的热源。中间层由肌肉和脂肪组成，该层也有很大的热容量，并有肌肉活动产生的热源。热量可以在中央与中间层之间传输，主要受到血管舒缩的控制。中间层之外的是外层，它由皮

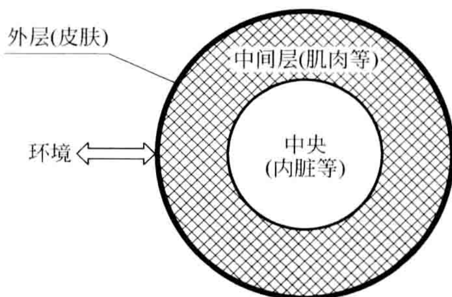


图9-1　体温调节系统概念模型

肤组成,显然它的热容量要小得多。外层与环境直接接触,机体与外界的热交换就是在该层上完成的。

在该抽象模型中,中央、中间层以及外层3者之间的热交换有两种形式,主要是血液流动,其次是组织之间的直接传导。机体与外界的热交换有许多方式,包括对流、辐射、传导等。从可测量的角度,把中央与中间层合并考虑,统称为机体内部。

如果以电容 C_c 表示机体内部的热容量,电容 C_s 表示外层的热容量,电阻 R_v 表示机体内部与外层之间的热导,以电阻 R_e 表示外层与环境之间的热导,那么可以用图9-2来简化描述上述系统。其中,电位 T_c 表示机体内部的温度,电位 T_s 表示外层温度(皮肤温度),电位 T_a 表示环境温度;电流源 T_A 表示环境热量,电压源 U_c 表示机体内部基础代谢产生的热量,电压源 U_e 表示皮肤向环境耗散的热量。

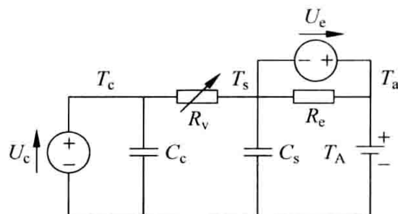


图9-2 人体热力学特性模拟电路

如果设 $x_1=T_c, x_2=T_s, u_1=U_c, u_2=U_e, u_3=R_v$,那么可导出上述人体热力学模型的状态方程如下

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{u_3}{C_c} & \dfrac{u_3}{C_c}\\ \dfrac{u_3}{C_s} & -\dfrac{u_3+R_e}{C_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{C_c} & 0\\ 0 & -\dfrac{1}{C_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{R_e}{C_s}\end{bmatrix}T_a \quad (9.2.1)$$

这是一个典型的非线性控制系统,环境温度 T_a 可视为外界干扰。

机体内部温度保持恒定主要依赖3种机制:代谢、出汗和血管舒缩(改变血流量),分别对应模型式(9.2.1)中的3个控制变量 u_1、u_2 和 u_3,三者都是机体内部温度 T_c 和皮肤温度 T_s 的非线性函数。已经有学者通过实验测定了这3个非线性函数,如图9-3所示。

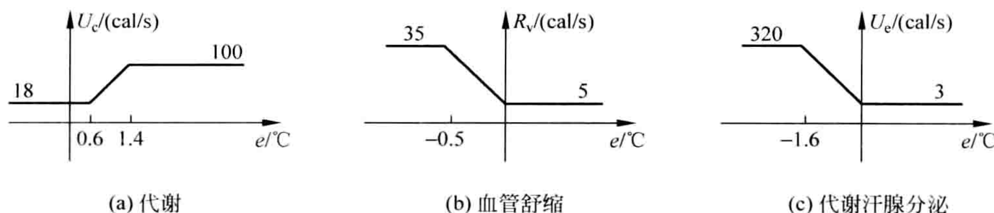


图9-3 机体内部温度的控制作用

(注:1cal≈4.18J)

根据上述研究建立起来的人体体温调节系统模型如图9-4所示,其中 T_r 表示温度设定值。可以看出,模型对皮肤温度感应以及机体内部温度感应均作了一定的简化与假设。图9-4中 U_e、R_v 和 U_c 分别表示图9-3中的3个非线性控制函数,U_{ex} 表示由于运动产生的热量。

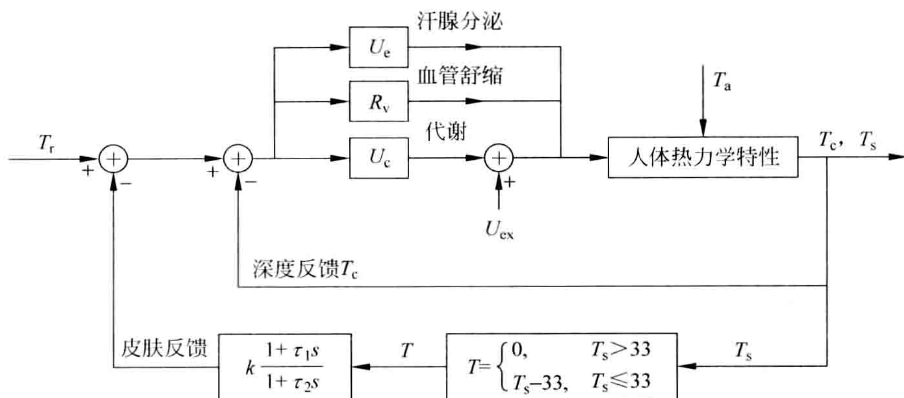


图 9-4 人体体温调节系统模型

在一定的参数($T_r=31.5$℃)下，H. 温顿(Winton)等人进行了如下仿真：

(1) 人体在温和环境($T_a=28$℃)中平衡后突然进入炎热($T_a=49$℃)或寒冷($T_a=13$℃)环境；

(2) 突然进入炎热而且潮湿的环境；

(3) 在不同的环境条件下大量饮冰；

(4) 在温和环境中运动。

所有仿真结果都与相关的生理学实验结果相吻合。对上述模型的进一步分析，还可以揭示许多有趣的生物现象。

9.2.2 生物反馈治疗

除了机体内部的各种反馈系统外，人作为一个整体也是一个反馈系统，人与环境也构成了一个相互作用的闭环反馈系统。环境对人的输入包括气温、湿度、营养、工作环境、人际关系等，人的宏观输出包括通过语言、运动系统等呈现出的各种适应、协调、逃避等措施，同时人体内部状态，如血压、心率、血流、氧耗、体温、心电、脑电、肌电、皮电、血液成分等，也会对外界输入做出相应的响应。除了外界环境对人的作用外，人体本身的心理、生理活动也会产生作用信号，可以把内、外产生的对人体的作用统称为刺激。一般情况下，人体具有相当好的稳定调节能力(相当于工程控制系统的镇定能力)，能够保持内部环境的相对稳定，从而处于健康状态。但如果刺激强度过大，超过了机体的调节能力，人体内部环境的相对稳定将会被破坏，从而导致疾病甚至死亡。生物反馈(biofeedback)治疗疾病就是基于上述反馈机制建立起来的一种现代方法。

所谓生物反馈治疗，就是应用现代检测、信号处理及计算机等技术，将人体肌电、脑电、皮温、心率、血压等生物信号进行测量和处理，并转变为可以被人感知的图形、图像、声音、符号等信号，让患者根据这些信号通过意识调控内脏器官的活动，纠

正偏离正常范围的内脏活动。生物反馈治疗没有药物治疗的毒副作用,也没有手术治疗那样的痛苦和成本,通过医患之间的配合与协调、必要的学习与训练,就可以在一定范围内使机体不平衡的心理、生理状态向相对平衡状态转化,从而恢复身心健康。

生物反馈治疗方法对许多疾病都有疗效,特别是对于高血压和神经痛等疾病表现出较好的效果。关于生物反馈的确切机制,目前研究尚未深入,特别是中枢神经系统的控制过程大部分研究都把其作为"黑箱"看待。下面以血压稳定为例,简要说明生物反馈治疗方法,如图 9-5 所示。

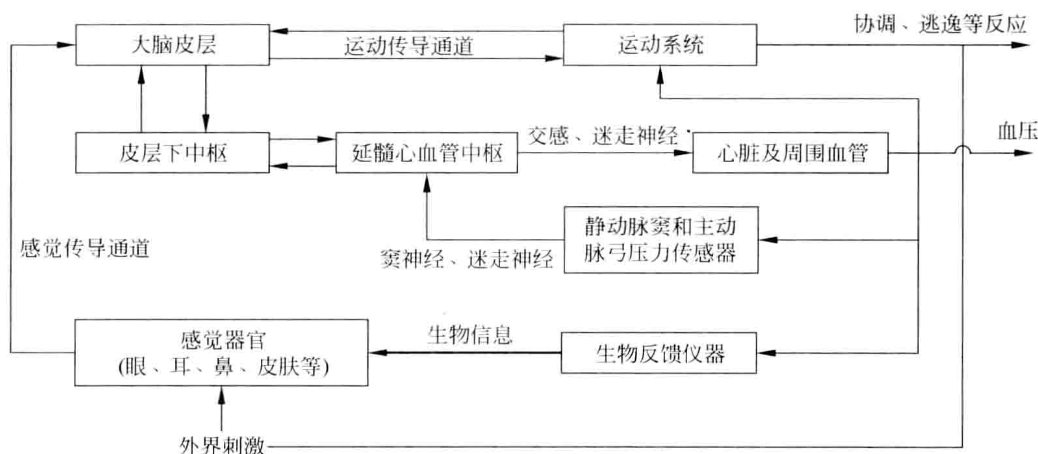


图 9-5 心血管系统生物反馈治疗示意图

正常情况下,血压的稳定是在皮层下中枢,特别是延髓心血管中枢的调节下完成的,不需要意识层面的大脑皮层参与,相当于局部控制器的自主行为。然而,当外界环境的输入通过眼、耳、鼻、舌等感觉器官进入机体时,大脑皮层将相关输入信号进行整合,指挥运动系统做出协调、搏斗、逃避或其他反应,即对外界输入做出响应。在此期间,为了适应、配合运动系统的正确、恰当的工作,大脑皮层在指挥运动系统的同时或以前,就开始通过皮层下中枢调整相应的内脏功能,本例即为提高或降低血压。运动系统的适当反应,使机体和环境之间达到平衡。然而,伴随的血压等内脏功能的改变却是开环系统,没有对应的反馈回路,长期刺激会导致各种身心疾病。生物反馈治疗就是在这个过程中,利用各种仪器使血压等内脏功能的变化通过眼睛、耳朵等及时反馈到大脑皮层,经过有意识的协调与控制,使血压等达到稳定状态。因此,生物反馈治疗就是借助仪器使原本开环的系统,实现闭环反馈,从而实现内脏功能的稳定和治疗各种心身疾病。

除了生物反馈治疗方法外,目前还可以根据相关的生物反馈系统模型及动态仿真结果,应用最优控制理论确定药物投服方案,制定放射化疗方案,也可以采用自适应控制方法稳定病人的血压。另外,结合仿生技术,可以合理设计生物电控制假肢和解决人工脏器控制等。为了测量与估计人体在不同情况下(如体育训练、航天飞

行)的状态,需要设计一定的自动装置,生物反馈系统的研究可以为此提供必要的科学依据。

总之,对于各种生物反馈系统进行分析,进而建立定量的数学模型,根据生物及生理实验辨识估计相关参数,最后通过计算机仿真相关的动态特性,从而可以对生物系统有更深入的认识,同时也为疾病的诊断与治疗提供帮助。

9.3 神经控制论

生物体是复杂的统一体,各器官组织在神经系统的协调与控制下完成各种生命活动。神经系统可以视为非常完美的信息处理系统,神经控制论主要就是研究神经系统的信息处理问题,包括神经元与神经网络模型的研究、感觉信息处理的研究、脑理论与脑模型的研究等,是生物控制研究中的重要内容之一。

9.3.1 神经网络

探索神经元和神经网络的信息处理能力是神经控制论研究中非常基础的研究课题,包括神经元和神经网络的理论模型、模拟及应用 3 个方面。

1. 理论模型

深入分析神经元与神经网络系统的信息处理过程,建立相应的数学描述,即为理论模型的研究。从 1943 年 M. 麦克洛克和 W. 皮茨建立第一个神经元数学模型以来,已经提出了许多种不同类型的神经元模型。基于不同神经系统研究的需要,神经网络模型已经有上百种之多。

如果按照网络内部状态是否随时间变化,可以将所有网络模型分为静态与动态两类,典型的静态神经网络模型有感知器、多层感知器(多层前馈网络)、RBF 网络、Adaline 与 Madline 网络、小脑模型关节控制器(CMAC)网络等,典型的动态神经网络模型有:Hopfield 网络、Boltzmann 机、双向联想记忆(BAM)网络、Elman 与 Jordan 动态递归网络等。

研究神经网络理论模型还包括学习机理的研究,目前已经提出了许多种学习算法,大致可以分为监督学习与无监督学习两类。监督学习属于有导师示范学习,模拟人脑学习或获取知识的基本过程,前面几种神经网络模型基本上都可以归为这类学习类型。无监督学习属于无导师示范学习,模拟人脑或神经网络的自组织、自学习等特征,典型的无监督学习网络模型有自适应共振理论(ART)网络、认知机(neocognition)、自组织特征映射等。

关于典型的神经网络模型,请参阅本书第 6 章。这里仅讨论自组织特征映射模型,以此说明神经网络模型研究中对人脑复杂信息处理过程的一种模型化方法。

组成人脑的海量神经元并非都起同样的作用,位于不同空间区域的神经元分工

不同,具有竞争和侧向抑制等特点。根据这一观察,芬兰学者T. 科亨(Kohonen)认为,神经网络中邻近的神经元之间通过相互作用,可以自适应地区分或检测出不同性质的信号。为了模拟这种机制,科亨建立了一种称为自组织特征映射的网络模型。自组织特征映射可以把任意高维空间的输入映射到低维空间(一维或二维),如果输入数据具有某些相似性质,那么在低维空间中的输出在几何上是邻近的,映射后的结果称为特征映射(feature map)。

如图9-6所示,自组织特征映射网络有一个输入层和一个输出层,输出层上的神经元相互竞争,因此输出层又称为竞争层。设输入空间为n维,任一输入矢量表示为$\boldsymbol{x}=(x_1,x_2,\cdots,x_n)^{\mathrm{T}}$;同时设网络中共有$m$个神经元(输出层上),输入矢量的每个分量都作用于所有神经元,第i个神经元对应的突触强度(权重系数)为$\boldsymbol{w}_i=(w_{i1},w_{i2},\cdots,w_{in})^{\mathrm{T}}$。自组织特征映射学习算法,也称为科亨规则,可以归纳如下:

(1) 随机地初始化权重系数$\boldsymbol{w}_i(0)(i=1,2,\cdots,m)$,$t=0$;

(2) 随机地选择一个输入,记为$\boldsymbol{x}(t)$;

(3) 按距离度量竞争产生优胜神经元c,例如

$$d_c=\min\{d_i \mid d_i=\|\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{w}_i(t)\|,i=1,2,\cdots,m\} \tag{9.3.1}$$

(4) 更新优胜神经元c及邻近神经元权重系数,即

$$w_{ij}(t+1)=\begin{cases} w_{ij}(t)+\alpha(t)[x_j(t)-w_{ij}(t)], & i\in N_c(t) \\ w_{ij}(t), & i\notin N_c(t) \end{cases} \tag{9.3.2}$$

其中$N_c(t)$表示以优胜神经元c为中心的邻近神经元集合。

(5) $t\leftarrow t+1$,转(2)。

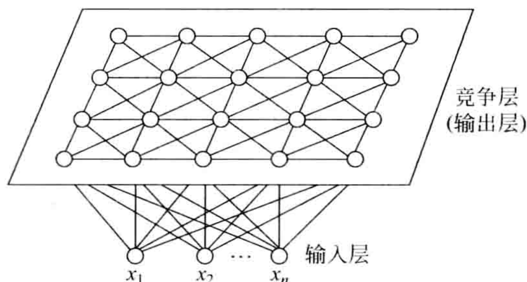


图9-6 自组织特征映射网络

对于上述规则,式(9.3.1)中$\|\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{w}_i(t)\|=\sqrt{\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{w}_i(t)}$,也可以采用其他的距离度量方法;式(9.3.2)中$\alpha(t)\in(0,1]$为学习率,随学习时间t逐渐减小,例如可以取$\alpha(t)=1/(t+1)$;$N_c(t)$可以有不同选法,开始时要包括比较多的神经元,逐渐减少至仅含优胜神经元c,如图9-7所示。显然,学习率与$N_c(t)$的选择控制了学习终止时间。

自组织特征映射已经成功应用于视觉信息处理、运动控制、语音识别以及组合优化等方面。

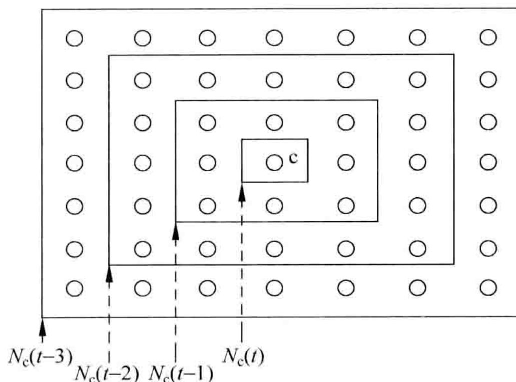


图 9-7 优胜神经元邻近单元集合

2. 模拟方法

不论是人体还是动物体，神经系统的控制中枢都是大脑，它是神经系统中最复杂、最核心的部分。早在 20 世纪 40～50 年代人们就开始了模拟脑的活动。1948 年，艾什比发表了一篇题为“设计一个脑”的论文，论述了如何用电子管、继电器、磁铁构成一个系统来模拟大脑，开创了神经网络模拟的新纪元。1958 年，罗森布拉特用电机、旋转机构等制造了一个通过学习能学会分类图形的装置。通过几小时的学习，这种类型的装置可以学会区分潜艇和海豚发出的声响，这就是最初的感知机。由于罗森布拉特的模拟系统具有了“学习”能力，人们把这一工作视为脑模型与模拟研究的真正起点。

目前在神经网络模拟研究方面，主要有两种方法。一种是以电阻、电容等模拟器件实现神经网络的理论模型，希望通过电路模拟发现神经网络的一些规律或现象。例如，曾有学者用构建电路的方法，对 36×36 个相同神经元随机连接组成的神经网络进行模拟，发现该网络动态过程表现出来的波形与人的脑电波相似，这可以帮助人们认识脑波产生的机理。与此类似，也有人采用大规模集成电路（VLSI）来模拟神经网络，已经开发出有上千门的专用芯片，可以模拟相当复杂的神经网络模型。随着微机械系统技术的进步，特别是纳米电子与纳米系统技术的高速发展，神经网络模拟技术进入了一个崭新的阶段，人们期待已久的神经网络计算机不再完全是梦想。不过，目前研究人员研究得比较多的是另外一种模拟方法——数字模拟，即采用数字计算机进行模拟。在数字计算机上模拟神经网络，具有较好的柔性，可以方便地改变神经网络的模型结构或参数，模拟的规模也不是一个主要问题。当然，采用数字计算机进行神经网络模拟，无法复现神经网络固有的分布、并行等特点，而且模拟结果的解释往往并不是那么直截了当，也许复杂现象完全淹没在程序编码、海量数据中了。

3. 应用研究

神经网络应用方面的研究远比想象的还要走得远,虽然人们对于神经网络的机理研究还很不透彻,但在应用研究中却硕果累累。哪怕是简单的神经网络模型,也表现出了优良的信息处理能力。最有价值的应用包括基于神经网络的图像识别、语音识别、文字识别、组合优化、系统辨识与智能控制等,本书前面章节有较多论述,这里不再详述,仅以图9-8和图9-9来说明这些应用的基本思想。

在图9-8中,如果将"导师"视为真实的物理系统,那么就是神经网络系统辨识的基本结构;如果将"导师"视为给出正确分类信号的系统,那么就是一个基于神经网络的模式识别学习系统。

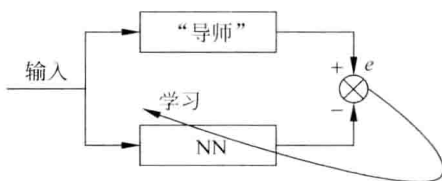


图9-8 神经网络应用基本模式

在图9-9中,神经网络NNM实现系统辨识的功能,神经网络NNC实现控制器的功能,整个系统是一个基于神经网络的模型参考自适应控制系统。其中,神经网络控制器NNC的设计或学习,以神经网络辨识模型NNM为基础。该形式的智能控制方案已经用于工业控制方面,获得了满意的效果。

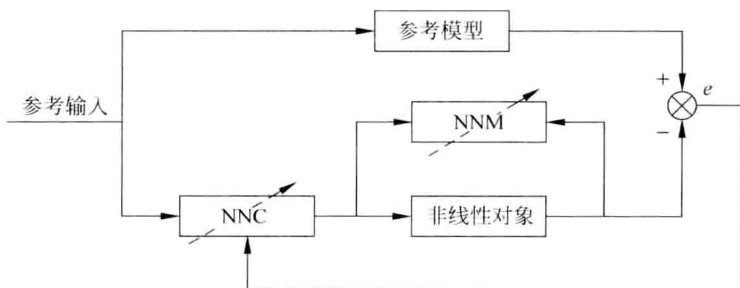


图9-9 基于神经网络的自适应控制系统简图

9.3.2 人工智能与模糊系统

在人脑信息处理能力的研究中,神经网络研究关注的是人脑细微结构的模拟。但是还有其他尝试,比较成功的是人工智能(这里指传统人工智能)与模糊系统方法。人工智能直接从脑功能的宏观角度出发,用特殊的所谓启发式程序模拟人脑的功能,研究人如何下棋、如何证明数学定理等问题。基于模糊集合理论的模糊逻辑信息处理系统也是在宏观上模拟人脑,主要是模拟人脑思维过程的模糊特性,在复杂系统的信息处理和控制中发挥了很好的作用(参见第6章)。

应该讲,人工智能与模糊系统方法与神经网络研究是相互补充、相互完善的。目前已经有许多工作将它们结合起来,例如提出了基于神经网络的专家系统、基于

神经网络的模糊系统,也有人提出了基于模糊逻辑的神经网络模型,当然也出现了基于模糊推理的专家系统。所有这些努力,都是对人脑信息处理与控制机制的探索,在某种意义上也可以认为是生物控制论的内容。

9.3.3 感觉信息处理

人体是通过眼、耳、鼻、舌、皮肤等感觉器官认知客观世界的,神经网络是人的感觉功能的物质基础。人的感觉包括视觉、听觉、嗅觉、味觉、触觉等,但视觉是人体感觉系统中最精细的一种。各种感觉器官在信息处理的方式上有着共同性,例如适应性、侧抑制和感受野等对于许多感觉器官都是共同的。视觉在各种感觉中地位特别重要,大约 90%的信息是通过视觉器官进入人体的。从胚胎发生学上来看,视觉器官作为大脑的一个"派出机构",它和大脑有许多共同点,又远比大脑要简单得多,因此研究视觉信息处理具有特别重要的意义。

除了感觉器官外,机体其他地方其实也遍布着感受器。感受器具有适应机制,可以检测外界刺激在时间上的变化。机体还具有侧抑制机制,可以检测外界刺激在空间中的变化。侧抑制网络存在于多种动物的多种感觉系统中,但是由于它的结构比较简单,对图像信息的处理也比较简单。在感觉信息处理中,感受野是一种比侧抑制网络的结构和功能更为复杂的组织。

关于视觉信息处理过程,许多学者从组织结构电生理、行为实验、计算机仿真以及数学模型等各种不同角度,进行了广泛研究,取得了许多非常有价值的成果。但是,由于视觉系统的复杂性,到现在为止的认识还很不充分。另外,视觉信息处理是一种高级的思维过程,与记忆、学习等活动密切有关,尚有大量的问题有待深入研究。应该说,视觉信息处理是生物学与生物控制论共同非常关心的问题,在智能机器的研究中具有特别重要的理论及实用价值。

9.4 生物仿生与意念控制

9.4.1 生物仿生

地球上现存的 100 多万种生物都是经过长期进化、不断淘汰的产物,在适应复杂环境的过程中,每种生物都发展出了奇妙的特性与功能。以各种生物为研究对象,研究生物系统的结构特点、能量转换及运行机制,特别是其中的信息处理过程,从而为建造或完善人工系统直接服务,这就是生物仿生的基本出发点。从 20 世纪 60 年代开展生物仿生研究以来,仿生技术已经在国防、军事、医学、工业、建筑业、信息产业等领域获得了广泛应用,例如基于仿生技术的精密雷达、声纳、导弹制导系统、机器人等,令人惊叹、引人注目。目前,生物仿生已经成为相对独立的学科——仿生学(bionics),它与生物控制论有着密切的关联。从研究生物系统信息处理及控制机制

的角度来看,生物仿生可以认为是生物控制论的外延或应用研究。

生物仿生研究与应用面非常广泛,大致可以分为结构与功能仿生、化学与材料仿生、力学仿生、控制与信息仿生等。

结构与功能仿生通过研究生物肌体的构造,建造类似生物体或其中一部分的机械装置,通过结构相似实现功能相近。对生物体结构与功能的仿生具有特别的价值与意义,因为即使当代最完美、最复杂的机器都无法在运动协调、适应环境和灵活性等方面赶上生物体。结构仿生包括昆虫仿生、爬行动物仿生以及人体仿生等,在智能机器人的研究中具有重大意义。图 9-10 是既可以潜行又可以跳跃的仿生潜艇。



图 9-10 仿生潜艇

化学与材料仿生通过研究生物体的材料构造与形成过程,用生物材料的观点来考虑工程材料的设计与制造。由此开发出的人工器官仿生材料,包括假肢材料等,可以有效缓和活体器官移植的危险与压力,及时缓解病人的痛苦,在医学领域有着特别重要的意义。化学与材料仿生还研究与模拟生物体中酶的催化作用、生物膜的选择性与通透性、生物大分子或其类似物的分析和合成等。例如,在搞清森林害虫舞毒蛾性引诱激素的化学结构后,合成了一种类似有机化合物,在田间捕虫笼中用千万分之一微克,便可诱杀雄虫。化学与材料仿生也研究与模仿生物电器官生物发光、肌肉直接把化学能转换成机械能等生物体中的能量转换过程。

力学仿生包括研究生物体外部结构与内部精细结构的静力学性质,以及生物体各个组成部分在机体内部的相对运动和生物体在环境中运动的动力学性质。例如,建筑上模仿贝壳修造的大跨度薄壳建筑,模仿股骨结构建造的立柱,既消除应力特别集中的区域,又可用最少的建材承受最大的载荷。军事上模仿海豚皮肤的沟槽结构,把人工海豚皮包敷在船舰外壳上,可减少航行湍流,提高航速。对人体的力学仿真,可以为疾病的预防、诊断和治疗,人工器官、医疗康复器械的设计与研制,以及体育训练等提供科学根据。

控制与信息仿生,对控制理论及应用具有非常重要的价值,已经取得了广泛的应用。控制与信息仿生可以分为高级神经系统仿生、低级神经系统仿生及进化机制

仿生 3 个方面。其中，高级神经系统仿生指模仿动物高级神经系统机理实现控制的方法，主要有神经网络控制、模糊逻辑控制、专家系统控制等，在解决高维、非线性、复杂系统的控制问题中表现出十分优良的特性，是当代控制论中的主要成就，参见本书第 5 章。低级神经系统仿生又称行为主义控制理论，是对昆虫低级神经系统的模仿。昆虫没有存储、规划和控制全身各部分运动的中心控制系统，而是根据身体各部分的不同反应，将一些局部看来毫无目标的动作合成为有意义的生物行为，它的运动简单，却很灵活。基于低级神经系统仿生的机器人系统，其运动由一系列同时发生的简单动作或“能力”所组成，通过自组织实现系统的复杂行动，这种“无思考智能”具有即时性和自组织的特点，在非结构化环境中具有良好的适应性。进化机制仿生是模拟生物自然进化过程，从而建立远比传统计算优秀的智能计算方法，典型的有遗传算法、蚁群算法、微粒群算法、克隆选择算法等，参见本书第 6 章。图 9-11 所示仿生臂是美国芝加哥康复研究所开发的新产品，伤残人士可以通过意识控制义肢，就如真正的手臂一样。



图 9-11　仿生手臂

9.4.2　意念控制

自从 1929 年汉斯·伯杰(Hans Berger)首次记录脑电信号(EEG)以来，人们就一直在思考如何利用它来实现人脑与外界的通信和控制，即不通过外围神经和肌肉组织，而让人的大脑直接对外部环境产生作用。20 世纪 70 年代，就有人开发了人脑电信号驱动的简单通信系统。同时期，美国国防部 ARPA[①] 开始关注并资助面向仿生学的生物反馈、生物控制论等项目，包括评估生物学信号辅助控制车辆、武器及其他系统的可能性。其中的一项研究成果表明，人的视觉诱发电位可以控制二维迷宫中光标的移动，标志着意念控制由幻想开始步入科学实践。

意念控制研究中最重要的成就是“人脑-计算机接口(brain-computer interface, BCI)”，也称为“人脑-机器接口(brain-machine interface, BMI)”，简称为“脑机接口”，它是不依赖于人脑常规输出途径(外围神经和肌肉)的信息传递通道。脑机接口可以让使用者仅仅通过意念、思维活动就可以与外部设备进行交互，主要是为严重运动障碍患者、交流障碍患者提供与外界沟通或交互的辅助手段。此外，脑机接口还可以应用到军事和娱乐领域(控制人形机器人)。简单地讲，脑机接口就是探测人脑思维活动产生的信号，并向外部设备发送对应的控制指令。通过脑机接口，人就可以直接通过意念向外界表达想法或操作外部设备，而不需要通过语言或肢体的动

① Advanced Research Projects Agency(高级研究计划署)，也是互联网(Internet)的最早倡导与资助机构。

作,是一种全新的通信和控制方式。脑机接口技术的意义不仅在于康复医学方面,而更为重要的是将为大脑开拓全新的信息输出渠道,扩展人类对外界控制和交流信息的能力,同时极大地丰富和促进认知科学和神经科学的发展和进步。

和任何通信与控制系统一样,脑机接口具有输入、输出以及将输入转换为输出的变换算法,典型的脑机接口应用系统如图 9-12 所示。脑机接口的输入包括人脑思维活动的特征以及测量这些特征的技术手段。脑机接口采用的特征可以是频域特征,也可以是时域特征。采集人脑活动特征的技术手段包括头皮电极的类型和放置位置、比对方法、时空滤波器、信号处理方法等。不同的脑机接口将输入转换为输出的算法不尽相同,可以是线性的或非线性的方程,也可以是人工神经网络,还可以是包含自适应算法的其他方式。脑机接口的输出可以是光标移动、字母或图标选择,也可以是其他形式的设备控制。

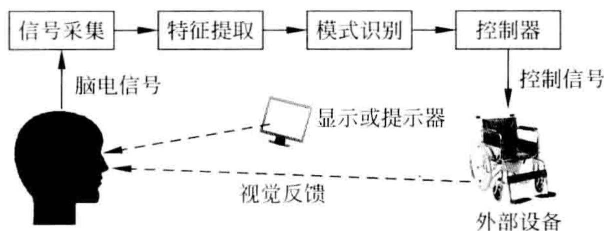


图 9-12 脑机接口系统示意图

神经科学的研究表明,人受到外界刺激或者大脑产生动作意识之后,神经系统的电活动会发生相应的改变。神经电活动的这种变化可以通过一定的技术手段检测出来,并作为动作即将发生的特征信号。通过对这些特征信号进行处理,可以识别出引发脑电变化的动作意图,从而将人的思维活动转变成控制信号驱动外部设备,实现在没有肌肉和外围神经直接参与下人脑对外部环境的控制。这就是脑机接口的基本工作原理。

为了检测人脑活动的变化,早期需要在人脑中植入电极或芯片。这种损伤性的方法是危险、不安全的,目前广泛采用的是无损检测,即采用安全的无创伤电极。无损检测可以获得的信号包括脑电信号(EEG)、功能磁共振成像(fMRI)、脑磁图(MEG)、正电子发射断层成像(PET)、近红外光谱成像(NIRS)等,这些信息都能反映大脑的状态或功能。但 MEG、PET 和 fMRI 对检测技术要求高,仪器非常昂贵,系统体积比较大,目前脑机接口系统采用比较多的是 EEG。

脑机接口是一个跨学科的研究领域,涉及神经科学、心理认知科学、康复工程、生物医学工程、计算机科学以及信号处理、模式识别等等。目前,已经开发出许多不同类型、不同目的的脑机接口应用系统。现有的脑机接口系统信息传输速度较低,最多为 24b/min,相当于每分钟传输 3 个字符。以这样的速度,输入一个简单的单词都可能要花几分钟的时间。许多脑机接口系统需要使用者学习或训练很长的时间,可能长达数月之久。有些不需要学习或训练的脑机接口系统,但对于使用环境有比

较严苛的要求。对于无创伤的脑机接口系统,例如采用上面提到的无损检测方法建立的脑机接口系统,如何保持系统长时间工作的稳定性也是一个困难。总的说来,脑机接口技术还处于发展的初级阶段,但是已经证明了人类通过思维与外界交互(即意念控制)是完全可能的。

9.5 中医学

中医学是我国劳动人民经过长期实践不断总结、完善起来的医学方法,包含着我国先民们对人体系统的一些基本认识。目前除在东方国家或地区盛行外,在现代科技高度发达的西方国家也开始关注、研究中医学中的若干问题。中医学与西医学的指导思想不同,中医学注重总体,将人体作为一个完整的系统来看待,强调协调、平衡。而西医学在方法论上更加注重分析,力图把人体器官、药物成分尽量分解、细化。随着西医学的高度发展,而中医学发展相对缓慢、迟滞,有人对中医学提出了许多批评,甚至质疑中医学的有效与科学性,这或多或少有点偏激。其实,任何方法或技术都可能存在缺点,不能因此全盘否定。从生物控制论的角度来看待中医,有助于对中医学的认识,同时可以指导中医学的进一步发展和完善。

我国早在2000多年前就出现了《黄帝内经》一书,可以说是世界上最早关于生物控制的著作。其中记载的经络学说,实质上是我国古代医学家们对人体控制系统的认识。所谓经络,它内属脏腑,外络关节,联系内外,沟通表里,是网络全身的气血运行通路。经络学将人体的五脏六腑、四肢百骸、五官七窍联系起来,认为人体全身上下左右、前后内外相互协调,是一个有机的整体。所谓气血,与控制论中信息与载体的概念十分相似。经络学说以系统观为基本出发点,着重研究系统的功能。如心经、肝经、脾经等术语,不是指解剖学中的某些组织与器官本身,而是包含相应器官生理功能的系统。

如果将经络学说看作是人体系统的一种模型,它在一定层次上表达了人体系统递阶、分布以及协调控制的特点。人体经络上分布的穴位,相当于分散的智能控制器与传感器。中医学中的针灸方法,相当于对分散的传感器施加输入,也可以认为是对一些分散的控制器进行调整,最终使得机体内环境系统由病态不平衡转移到正常的平衡态。中医诊断的望、闻、问、切可视为对人体系统的输出测量,当然测量精度有赖于测量系统(医生)的精度、品质。在经络学说中,脑称为“元神府”,相当于中央控制器(主控制器,起监督、管理及决策等作用),它通过督脉(总督全身的阳经)、任脉(总任全身的阴经)等,控制五脏六腑、四肢百骸。督脉与任脉等相当于信息传递通道,很可能这样的传递通道只有系统工作时才存在,即仅在活体中存在,而通过尸体解剖可能找不到对应的实体结构,可以想办法通过无损探伤测量。

总之,从中医学那里可以发掘许多思想、观点、方法,从而启发和丰富生物控制问题的研究。反过来,现代生物控制理论与技术也可以帮助中医学建立现代意义

上的科学理论体系,通过现代电子与信息技术等先进手段使中医学不断发展和完善。因此,熟悉控制理论与技术的人去研究中医学,而精通中医学传统理论的人去掌握现代控制理论与技术,从而开展跨学科的研究,对于二者都是极具挑战性的工作。

近年来,已经建立起若干中医专家系统,计算机仿真技术也开始应用于中医学研究,针对中医学的测量与测试工具也开始被关注,这些对于中医学与生物控制研究都是非常有价值的。

9.6 小结

以生物系统为对象,研究生物系统中信息处理及控制机制,这就是生物控制论的核心。关于生物控制论的含义或定义,目前有许多种不同的说法,这里直接给出了维纳在《生物控制论进展》丛书中的有关叙述。生物控制论包含的内容很多,主要可以分为生物反馈系统分析与神经控制论两大部分。在生物反馈系统分析中,本章主要以体温调节系统为例,介绍了它的分析及模型化;此外,本章讨论了近年备受关注的生物反馈治疗方法,以血压稳定问题为例说明了生物反馈治疗方法的基本原理。神经控制论主要研究神经元及神经网络的模型、模拟及应用,由于本书第6章已经对此进行了若干介绍,这里主要给出了一种前面没有论及的模型,即基于无监督学习的自适应特征映射网络,归纳给出了其算法核心。感觉信息处理也是神经控制论研究的主要内容,但由于牵涉太多的生物、生理及医学内容,本章仅给出了其基本结论,而没有进行细节讨论。生物仿生严格说来不完全属于生物控制论,但与生物控制论有非常密切的关系,所以本章简要讨论了典型的生物仿生问题,并初步说明了它们可能的应用。本章最后从生物控制论的角度对中医学进行了简短讨论。

概括地说,生物控制论与工程控制论是控制论中平行的分支,它们研究问题的方法和思想是一样的,只是对象不同而已。本书前面介绍的基本控制理论同时也是生物控制论的基础,而且许多方法和技术还直接来源于生物控制论的研究。生物控制论研究的对象远比工程系统复杂,许多问题远没有解决,尚待广大学者不懈的努力。

习题

9.1 论述生物控制论研究的意义,并列举一些生物控制论研究的最新成就。

9.2 神经网络模型可以有哪些不同分类方法?各有什么特点?

9.3 编写自适应特征映射网络计算机仿真程序,并假设输入为二维平面区域$[0,1]\times[0,1]$上均匀分布的若干点,研究学习率、邻域$N_c(t)$的影响。

9.4 为什么说视觉信息处理研究特别有意义?

9.5 论述生物仿生与生物控制论之间的关系。

9.6 目前中医学研究与发展中的主要问题是什么？中医学的科学性表现在哪些方面？

参考文献

1. 涂序彦等.生物控制论.北京：科学出版社，1980
2. 王田雨主编.控制论、信息论、系统科学与哲学(第二版).北京：中国人民大学出版社，1988
3. 王云九，顾凡及.生物控制论研究方法.北京：科学出版社，1986
4. Winton H J, Linebarger R N. Computer simulation of human temperature control. Simulation, 15(5), 1970: 213～221
5. 王庭愧.生物反馈及其机理进展.医学信息，15(10)，2002：610～614
6. 李言俊，高阳.仿生技术及其应用.安阳工学院学报，2005年第1期：28～31
7. 马祖礼.生物与仿生.天津：天津科学技术出版社，1984
8. 黄志斌，周杭梅.关于高新技术中的仿生技术几个问题的研究.合肥工业大学学报(自然科学版)，2001年第2期：55～59
9. 庄永龙，李梢，李衍达.基于控制论的中医学四时五脏系统稳态性能仿真.系统仿真学报，15(7)，2003：922～924
10. J. J. Vidal, Real-time detection of brain events in EEG, Proc. IEEE, vol. 65, 1977: 633～664
11. Jonathan R. Wolpaw, Niels Birbaumer, William J. Heetderks, et al, Brain-Computer Interface Technology: A Review of the First International Meeting, IEEE Trans. on Rehabilitation Engineering, 8(2), 2000: 164～173
12. H. Matsuyama, H. Asama, and M. Otake, Design of differential Near-Infrared Spectroscopy based Brain Machine Interface, Proceedings of 18th IEEE International Symposium on Robot and Human Interactive Communication, Japan, Sept. 27-Oct. 2, 2009: 775～780
13. K. LaFleur1, L. Cassady, A. Doud, et al, Quadcopter control in three-dimensional space using a noninvasive motor imagery-based brain-computer interface, J. Neural Engineering, 10, 2013: 046003(15pp)

第10章 社会经济与生态、环境及农业控制

10.1 社会经济系统中的反馈与控制

控制论创始人N.维纳在20世纪60年代就肯定控制论能应用于社会与经济。此后，经过社会科学家和控制论专家的共同努力，用控制论方法研究社会系统的某些方面，已经取得相当的成就。

然而，社会控制(social control)较之工程控制要复杂得多。人类社会可被看作是高度复杂的政治-经济-文化-生态-环境的综合多级递阶控制大系统，它是人脑创造性信息选择条件下构成的高级自组织系统，涉及社会学、国家管理、行政管理、法与法律、经济学、人口学、企业管理、生态学、环境学等。社会控制研究对象是包括人在内的结构复杂、规模宏大、具有多种不确定因素，涉及人与政治、经济、道德、伦理、法律的交互作用、相互影响。所以，要完整地解决社会控制中的所有问题还需要管理阶层、决策阶层、控制科学家以及其他有关领域的专家共同长期的努力，也许还需要发展新的方法和理论——复杂巨系统理论(见1.2.2小节)。

社会的宏观调节和控制依靠社会各子系统层的下级和管理、决策层的上级之间的双向信息流联系。人类社会的通信模式多种多样，社会反馈的方式也很繁杂。社会的控制论模型可用来研究社会系统的某些侧面，有助于发现系统的某些具体规律，从而为决策者提供决策依据；也可用于社会预测和社会预警，及时发现社会的有违和谐的不适应状况，通过国家的宏观调控，使社会达到自适应的变化。

目前，社会控制中相对成熟的是人口控制(population system control)和社会经济控制(socioeconomic control)。其他的对象还有国内民族系统、医疗和保障系统、政治系统、治安和防止犯罪系统等。

20世纪70年代末期，中国宋健、王浣尘等几位控制论科学家开始应用控制论方法研究人口问题。具体地说，控制论和人口学者将工程控制论中的原理、概念和方法、手段应用于人口学来建立人口发展的数学模型，从而揭示人口系统的控制机制以及运动规律，通过电子计算机的仿真、预测，提供最优管理、控制的决策方案。

社会经济控制被纳入"经济控制论(Economic Cybernetics)"的范畴，即不少人将社会经济系统(socioeconomic system)称为经济系统(economic system)，至少它是研究国家或地区的经济活动。简单地讲，就是将本书控制论方法篇中的原理、概念和方法、手段应用于社会经济领域(包括经济活动和经济管理)来揭示社会经济系统的控制机制和运动规律。为此，也需要建立恰当的数学模型，通过电子计算机的仿真、预测，提供最优管理、宏观调控的经济决策方案。这里要指出的是，管理本身也是一种广义的控制。

社会与经济系统中实现负反馈，还有一个通俗的"说法"，称作实现"良性循环"；反之，实现正反馈，称作实现"恶性循环"。这里一个"循环"表示闭环控制系统中开展的一次反馈和一次控制。"恶性循环"实际上意味着社会与经济系统将会发生失稳或不稳定，这必将造成极其严重，甚至灾难性的社会经济后果。

10.2　人口系统的建模和控制

为了研究、规划、预测和控制中国(大陆地区)的人口并制定决策，需要在控制论思想指导下建立一个定量描述的我国人口数学模型。中国一批学者早在20世纪80年代初开始就运用控制论研究中国人口问题，成功提出了描述人口的数学模型，对中国人口发展提出了预测和控制的方案。

这里采用最常用和方便的，由著名人口学专家P. 莱斯利(Leslie)1945年倡导的离散人口数学模型(参见3.6.2小节)。该模型将年龄 x 和时间 k 都只取离散值，并以 $\boldsymbol{x}(k)$ 表示时间 k 年的人口状态向量，它由在时间 k 年的各年龄的人口数组成；而该年每个年龄的人口数等于去年这一年龄的人口数减去这一年中新死亡的人口和因扰动而变动的人口，即

$$\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{G}(k)\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{F}(k)\boldsymbol{w}(k) \tag{10.2.1}$$

或

$$\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{H}(k)\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{B}(k)\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{F}(k)\boldsymbol{w}(k) \tag{10.2.2}$$

即

$$\boldsymbol{G}(k)=\boldsymbol{H}(k)+\boldsymbol{B}(k) \tag{10.2.3}$$

式中 k 为离散变量，每一取值表示统计人口的约定时刻，这里以年为间隔，k 时刻可取该年底12月31日24点整。$\boldsymbol{x}(k)=[y(0)_k, x_0(k), x_1(k), x_2(k), \cdots, x_M(k)]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}\subset\mathbb{R}^{102}$(102维实数空间)为102维人口状态向量，其中 $y(0)_k$ 表示 k 年的新生婴儿数，$x_a(k)\geqslant 0$，岁数 $a=0,1,2,\cdots,M$，表示在 k 年实足年龄达到和超过 a 而小于 $a+1$ 的人口总数；$x_0(k)$ 为 k 年能存活到年底的新生婴儿数，M 取值100，即 $x_{100}(k)$ 表示100岁及以上的人口数，因人口稀少，故合并(集结)在一起。式(10.2.1)中

$$\boldsymbol{G}(k)=\begin{bmatrix} b_{0\mathrm{A}}(k) & b_0(k) & b_1(k) & b_2(k) & \cdots & b_{M-1}(k) & b_M(k) \\ \eta_{0\mathrm{A}}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \eta_0(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \eta_1(k) & 0 & 0 & 0 & \vdots \\ & & & & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \eta_{M-1}(k) & 0 \end{bmatrix} \tag{10.2.4}$$

式中$\boldsymbol{G}(k)$表示从k到$k+1$年的人口状态转移矩阵,为102阶方阵。它的作用是将k年的人口状态转移为$k+1$年的人口状态。而人口状态转移矩阵$\boldsymbol{G}(k)$由人口状态留存矩阵$\boldsymbol{H}(k)$和人口状态增生矩阵$\boldsymbol{B}(k)$相加组成,见式(10.2.3),其中

$$\boldsymbol{H}(k)=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \eta_{0\mathrm{A}}(k) & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \eta_0(k) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \eta_1(k) & 0 & & \vdots & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \eta_{M-1}(k) & 0 \end{bmatrix} \tag{10.2.5}$$

表示从k到$k+1$年的人口状态留存矩阵或存活矩阵,为102阶方阵;其中$\eta_{0\mathrm{A}}(k)$为新生婴儿当年的留存率;$\eta_a(k)=1-d_a(k)$为从k到$k+1$年的按龄留存率,$0\leqslant\eta_a(k)\leqslant 1$,$a=0,1,2,\cdots,M$。而$d_a(k)$是从$k$到$k+1$年的按龄$a$岁组人口的前向死亡率,即在$x_a(k)$中在$k$到$k+1$年间死亡人数与此$x_a(k)$之比。而

$$\boldsymbol{B}(k)=\begin{bmatrix} b_{0\mathrm{A}}(k) & b_0(k) & b_1(k) & \cdots & b_M(k) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ & & \ddots & & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \tag{10.2.6}$$

为从k到$k+1$年的人口状态增生矩阵,也可称为生育矩阵,为102阶方阵。其中$b_a(k),a=0,1,2,\cdots,M$,是按龄增生率,即从k到$k+1$年间所增生的人口与相应$x_a(k)$之比;$b_{0\mathrm{A}}(k)$相应为新生婴儿当年的增生率。当a在生育年龄(育龄)区域内$a=\theta,\theta+1,\theta+2,\cdots,\varsigma$时,可理解为按龄生育率。$\boldsymbol{w}(k)$为$m$维扰动向量,它的分量$w_i(k)$表示从$k$到$k+1$年间第$i$种非自然生育和死亡的扰动人口(增加为正),诸如迁移(移民)、天灾、战争死亡等。而矩阵$\boldsymbol{F}(k)=[\boldsymbol{F}_1(k)\,|\,\boldsymbol{F}_2(k)\,|\cdots|\,\boldsymbol{F}_m(k)]$表示从$k$到$k+1$年间的人口状态扰动矩阵,为$102\times m$矩阵,其中$\boldsymbol{F}_i(k)=[f_{0\mathrm{A}(i)}(k)\quad f_{0(i)}(k)\quad f_{1(i)}(k)\quad\cdots\quad f_{M(i)}(k)]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{F}_i(k)\subset\mathbb{R}^{M+2}$($M+2$维实数空间)为对应于$w_i(k)$的按龄扰动向量。

为了研究人口的增生,取式(10.2.2)中$\boldsymbol{B}(k)$作为控制矩阵,这时出现$\boldsymbol{B}(k)$和$\boldsymbol{x}(k)$相乘的项,因而从工程控制论的观点来看,式(10.2.2)所描述的已经不是线性系统,而是双线性系统(bilinear system)。如果进一步从$\boldsymbol{B}(k)$中提出一个标量$\beta(k)$作为控制量,并称为生育系数,它对应人口学中的总和生育率。这时可写成

$$\boldsymbol{B}(k)=k_{\mathrm{f}}\beta(k)\boldsymbol{\Lambda}(k) \tag{10.2.7}$$

式中k_{f}为年龄在$[\theta,\varsigma]$育龄区间的妇女总人数与相应区间内的总人口数的比例,也可简称为育龄妇女比率系数。又

$$\boldsymbol{\Lambda}(k)=\begin{bmatrix} 0 & \lambda_0(k) & \lambda_1(k) & \cdots & \lambda_M(k) \\ & & \boldsymbol{0} & & \end{bmatrix} \tag{10.2.8}$$

称为生育模式矩阵,为102阶方阵,而其中的$\lambda_a(k),a=0,1,2,3,\cdots,M$,对年龄的分布称为生育模式,有下述关系

$$\lambda_a(k)=\frac{b_a(k)}{\sum_{a=0}^{M}b_a(k)},\quad \sum_{a=0}^{M}\lambda_a(k)=1 \tag{10.2.9}$$

因而有

$$k_f\beta(k)=\sum_{a=\theta}^{\varsigma}b_a(k) \tag{10.2.10}$$

由于在育龄区间内死亡率很低，如果 $x_a(k)$ 在这个区间内变化又不大，则 $\beta(k)$ 接近常数，称之为 β。$k_f\beta$ 可以近似理解为男女每人平均一生中生育的孩子数，而生育系数 β 近似于一对夫妇一生中平均生育的孩子数。

这样，$\Delta(k)$ 和 $\beta(k)$（或 β）就可以用来作为生育政策的定量描述。例如，"晚稀少"的政策可以定量地体现在 $\Delta(k)$ 和 $\beta(k)$（或 β）之中。

关于 $\beta(k)$ 的含义可阐述如下，应用这个指标的目的是为说明平均一个妇女一生所生育的孩子数，本来应该观察一批妇女的整个生育期 $[\theta,\varsigma]$。但是那样作为时过长，且不能说明某一年的情况。现在是把同时存在的许多代人的生育率当作一代人的生育率。

式(10.2.1)～式(10.2.10)即为离散的人口数学模型，可按研究的需要选用其中一部分或全部。

10.2.1　人口数学模型的参数估计

各年龄的人口数（作纵坐标）对年龄（作横坐标）画出的曲线，称为人口状态图，是极重要的人口信息，是人口的定量描述。根据它不仅能准确掌握当时的人口年龄分布，即年龄结构，而且立即可以粗略地推算往后可能发生的人口情况：往后的人口年龄结构以及总人口数的变化。当然，这时需要利用上述人口模型，但其参数按龄留存率 $\eta_{0A}(k)$，$\eta_a(k)$ 和按龄增生率 $b_{0A}(k)$，$b_a(k)$ 必须先估计出来。

中国在每次全国人口普查和采样抽查后都公布所得的当年按龄留存率和按龄增生率。这样，人口增生模型就可得出。根据它就可推算次年的人口状态，累加后可得次年的总人口数。

但要注意到，按龄留存率和按龄增生率都随时间 k 在变动。为了预测今后若干年后人口的发展趋势，首先要估计每年的按龄留存率和按龄增生率。为此，将由统计已知的这几点按龄留存率和按龄增生率的值按时间坐标分别画出，并分别用一个函数去逼近，从而可知它的发展趋势。例如初步估算按龄留存率估计值，是按指数曲线下降的规律。至于按龄生育率 $b_a(k)$ 的估计也用类似的方法可以找到其规律。

10.2.2　人口数学模型的应用

1. 总人口发展趋势的预测

根据建立的人口数学模型推算中国总人口的发展趋势，是一个极重要的课题。

这时需要利用总和生育率 $\beta(k)$(式(10.2.7)及式(10.2.8))作为控制量。图 10-1 表示在总和生育率 $\beta(k)$ 几个不同值下根据人口估计模型推算出的总人口数值 $\hat{N}(k)$ 增长的预测。图中以 β 值为 1.7 的人口数增长曲线在 2026 年总人口数达到最大值 13.1 亿,然后逐步下降。每个 β 值都对应一个总人口数峰值,然后逐步下降趋于一个平缓的总人口数值。

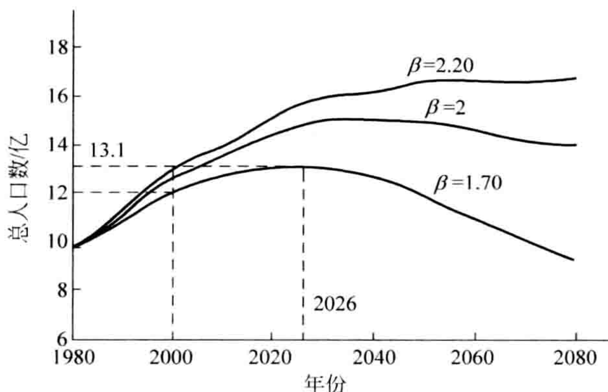


图 10-1 根据被估计人口过程对总人口的预测

按国家计划生育委员会最新的人口数学模型推算出:在 2005 年 1 月 6 日凌晨,我国大陆地区人口达到 13 亿,总和生育率 $\beta(k)$ 值为 1.8 左右。从图 10-1 上以 $\beta(k)$ 值为 1.8 插入,所得到的结果差不多也是在 2005 年。可见 20 世纪 80 年代初建立的上述人口模型的有效性。这里要指出:人口过程是一个有极大惯性(极大的时间常数)的系统,其时间常数等于人口的平均寿命。从图 10-1 上可以发现在 1980 年对过程施加不同 β 值进行控制,总人口数历经 70~80 年(为当时人口的平均寿命)才能趋于略为平缓,即趋近稳态值。所以采取任何改变 β 值的决定,都要非常慎重,它的影响要在 70~80 年后才显露出来。除了研究总人口目标的变动,还要观察、研究主劳动力系数、老年系数的摆动情景。这里,主劳动力系数表示总人口中主要劳动力 $N_\rho(k)$ 所占的比重 $\rho(k)=\dfrac{N_\rho(k)}{N(k)}$;老年系数表示总人口中老年人 $N_\delta(k)$ 所占的比重 $\delta(k)=\dfrac{N_\delta(k)}{N(k)}$。

根据上述人口数学模型和对总人口数发展的预测,国家制定了计划生育国策和一整套的方针、政策。经过 30 多年的艰苦努力,中国有效地控制了国家总人口数的过快增长,实现了历史性转变,人口总和生育率从 20 世纪 70 年代初的 $\beta(k)=5.8$ 下降到目前的 1.8 左右,进入到世界低生育水平国家行列,保证小康社会的目标可以顺利实现。

2. 人口系统的闭环控制结构

人口控制系统是一个有负反馈的控制系统,其闭环控制结构示于图 10-2。国务院及其下属计划生育委员会根据(被反馈的)人口统计和分布以及国情信息,做出决

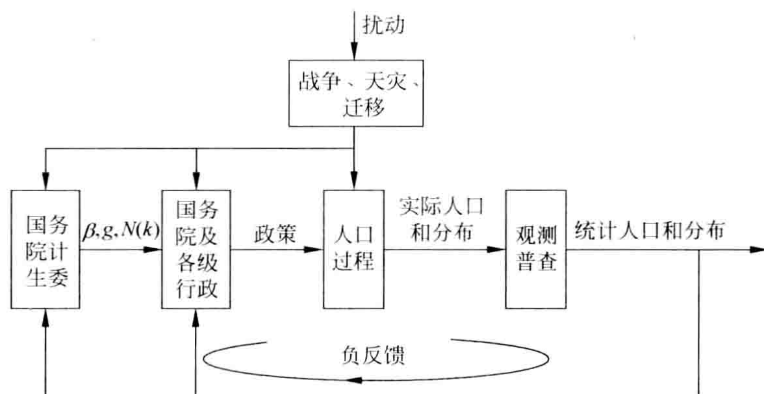


图 10-2 人口控制系统的闭环控制原理框图

策(决定)——设置 $\beta(k)$ 值、决定国家总人口目标 g 和历年总人口数 $N(k)$，这是闭环控制系统的给定值。它们与控制系统的输出(统计人口数和总和生育率等)比较后，再根据这个误差，通过国务院和各级行政部门(相当于控制器)制定政策(相当于控制作用)进行控制。人口过程这个被控对象具有极大的惯性，从闭环控制的观点来看，是不易控制和容易失稳的。这就要求对控制作用的变动应该极为微小和平缓以免引起整个系统的失稳。因此，计划生育的政策不能随便变动，最多只是在某些地区某些个别情况下允许生第二胎等。

从图 10-1 可以看出，存在着这样一个固定的 β 值，使总人口数处于静止不变；而环绕它也存在着 β 值的一个区间，使总人口数不处于激烈攀升或走低的状态，即总人口数有界。

3. 我国的总人口目标

我国的总人口目标是一个极重要的战略目标。国务院根据土地、水资源、能源、粮食生产、其他食品生产以及人均国民总产值(gross national product per capita，GNP per capita)、各国总人口对比、老年系数的限制等因素综合考虑，建立一个总人口目标 g。这个总人口目标又称作人口容量。联合国教科文组织对人口容量的定义为：一国或一地区在可以预见的时期内，利用该地的能源和其他自然资源及智力、技术等条件，在保证符合社会文化准则的物质生活水平条件下，所能持续供养的人口数量。

关于中国的总人口目标，大多数研究者的结论是，就对中国经济发展最有利、资源利用最有效而言，总人口数目约在 7 亿人到 10 亿人之间。从实际出发，在 21 世纪内要达到经济上最优的上述人口总数是不可能的，从图 10-1 上可以认识到这一点。可能做到的是在计划生育工作能够做得到而又尽可能使群众能够接受的情况下，使 21 世纪中国最高人口数比 14 亿高得少些比 15 亿低得多些，以便为后代留下较大的回旋余地。据中国国务院宣布：从 2006 年到 2020 年的 15 年内，最高人口数控制在 15 亿内。

4. 中国人口的老龄化

由于20世纪50～70年代初的高出生率，经过30多年来的实行计划生育，现在出现的现象之一是人口的“老龄化”。所谓人口老龄化，是指按国际通行的标准，60岁以上的老年人口或65岁以上的老年人口在总人口中的比例超过10%或7%，即可看作是达到了人口老龄化。根据人口数学模型测算，中国60岁及以上人口在1999年2月20日悄然越过占总人口10%的标准线，使我国跨入了人口老龄化国家的行列。为此，首先要促进中国社会经济的全面发展，使社会在老年人口比例不断加大的情况下继续保持活力，增强国家经济实力；其次，加快建立和完善城乡社会保障体系，特别是农村的养老保障制度，使老年人过上有尊严的生活。与此同时，由于老年人口增长较快，使年轻人负担沉重。2013年中国开始逐步启动实施一方是独生子女的夫妇可生育两个孩子的政策。该政策对全国总人口的影响需利用上文类似模型进行计算和预测。

利用人口数学模型还可以研究主要劳动力的发展和变动情况、男女人口的出生比例情况、人口发展和经济剩余，以及作为国民经济大系统的一个子系统而研究人均国民总产值演变、将人口发展战略和规划纳入国民经济和社会发展总体规划等重要问题。因本书篇幅所限，不再赘述。

10.3 宏观经济数学模型及宏观调控

从20世纪60年代开始控制论逐步应用到经济领域，形成经济控制论(Economic Cybernetics)。本节讨论经济控制论如何应用到建立中国国民经济宏观经济数学模型和宏观调控上。经济现象，如生产、消费、货币、工资、就业、资本、利润、成本、税收、物价、贸易、信贷、利息、库存、销售、投资、效益等，可以按其表现范围和结构差异分为宏观经济和微观经济。国家或省、市、特区、县等的国民经济称为宏观经济，企业的经济称为微观经济。宏观经济的参与者包括家庭、企业、政府和国家四个部门。国家(或企业)的经济都形成闭环的反馈控制系统，由国务院(或企业的决策管理人员)根据国民经济的许多指标(或企业实际效益)，按一定的原则进行反馈控制(图10-3)。经过20多年的经济体制改革，中国已经实行社会主义市场经济体制模式，由市场进行的资源配置起基础性的作用。

在图10-3中作为国民经济的反馈控制系统给定值的是国民经济的指标体系，它们是指工业增加值、固定资产投资、基本建设投资、社会消费品零售总额、进出口总额、财政收入、财政支出、金融机构存款余额、广义货币量、国民生产总值(GNP)、城镇居民收入及消费、农村居民收入及消费等。作为控制作用的是国民经济的宏观调控变量：货币收支、财政收支(包括投资、税收)、外汇收支、利率、物价、准备金率、汇率等。作为扰动作用的是国内、外的经济(包括影响经济的政治)突发事件，如东南亚的金融危机、天灾、战争等。宏观调控的主要目标是经济稳定增长、重大经济结构

优化、物价总水平基本稳定、充分就业、公正的收入分配、国际收支平衡及社会和谐等。国民经济系统的闭环特性，使其在调控不佳的情况会发生失稳，如美国经济在20 世纪 20 年代末的大萧条以及后来的周期性的衰退等，在中国则表现为 20 世纪 80 年代经济上的大起大落。由此可见，国民经济是一个多输入多输出的反馈控制系统。

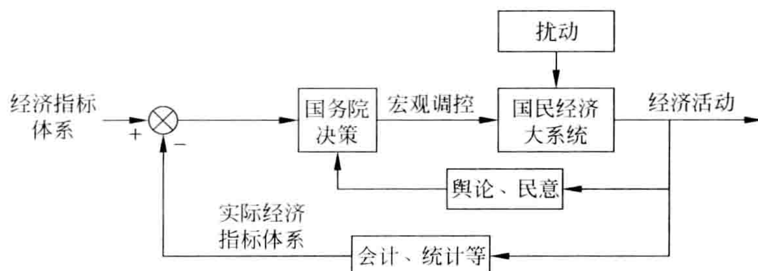


图 10-3 国民经济的反馈控制系统功能框图

反馈思想也可以应用到企业（微观经济），当然无论国民经济，也无论企业的反馈控制系统，其实际发生的管理过程及其反馈机制都较为复杂，图 10-4 中右上角则为基本的反馈控制环路。由产品预测和市场实际对产品需求之间的误差来修正预测并最终修正管理的决策。

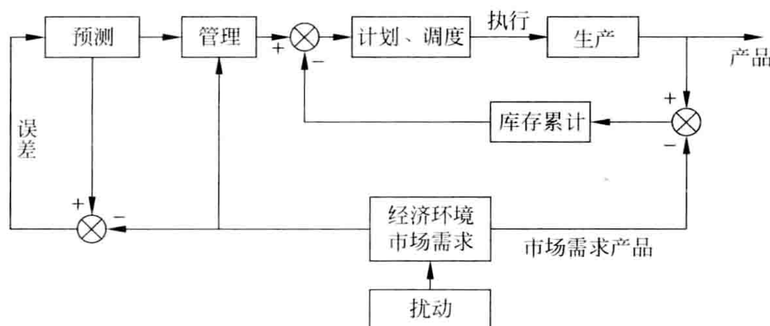


图 10-4 企业经济的反馈控制系统功能框图

经济系统有其特点：当利用控制论方法篇的原理、概念和方法、手段着手解决经济系统，特别是宏观经济问题时，对所研究的经济组织（如国家），首先遇到的困难是宏观经济对象和一般工程对象有显著差别：①人的主观因素，人既是系统中的决策者，又是系统中的生产者和消费者。同一经济现象，不同人观察，由于不同的理论、观点，得到不同的结论。②随机性和模糊性等不确定因素起着重要作用，如社会问题、外国的政策和措施、国际能源价格、气候等不确定因素。③经济系统具有包含多个互相关联、互相制约的子系统的大系统结构，如工业、农业、第三产业、人口和劳动力、资源和环境等。而所研究的经济系统（如国家）多隶属于某个更大的组织（某个条约集团，或世界贸易组织），并且其内部之间存在着错综复杂的联系。

为了实现对国民经济系统的宏观调控，就需要知道调控什么变量？调控它们多少？这就需要深入研究国民经济系统，找到内在的规律（经济理论），即建立在社会

主义市场经济条件下中国国民经济的理论,并在这个基础上建立宏观经济数学模型。但即使局部不同的经济观点、理论结论导致不同的数学模型,由此所得出的如何调控的结论也不同。为此,有必要由调控的实际结果验证数学模型以及经济观点、理论的正确性。

宏观经济数学模型的研究和应用最初以美国为中心,后来逐渐扩展到其他西方国家以至整个世界。因为制定宏观经济数学模型所依据理论各有不同,目的和方法也有所不同,所以模型的种类也繁多。

几种最常用的宏观经济数学模型可叙述如下:①投入-产出模型(input-output model),最早由美国经济学家W.列昂捷夫(Leontief)提出。根据各部门(产业)间物质或资金的投入(为购买原材料、机器、设备、人力等)和产出(如产品的生产及其分配使用)互为因果的平衡原理建立的模型,用来作部门间综合平衡关联分析。②宏观计量经济模型(macro-econometric model);它根据经济理论建立描写经济关系的数学式,然后基于统计数据而将数学关系式中的参数估计出来。由荷兰经济学家J.廷伯赫(Tinbergen)、美国经济学家L.克莱因(Klein)和美国沃顿(Wharton)模型研制组等先后提出。其他还有可计算的一般均衡模型(computable general equilibrium model,CGE模型)、系统动力学模型(systems dynamics model)和动态随机一般均衡模型(dynamic stochastic general equilibrium model,DSGE model)等。今将前两种模型的具体建立方法,阐述在以下小节中。

10.3.1 投入-产出表和模型

投入-产出分析,又称"部门平衡"分析,或称"产业联系"分析,主要通过编制投入-产出表及建立相应的数学模型,反映经济系统各个部门(产业)之间的相互数量关系。自20世纪60年代以来,这种方法就被各类学者、专家广泛地应用于区域产业构成分析、区域相互作用分析,以及资源利用与环境保护研究等各个方面。

投入是指产品生产所需原材料、辅助材料、燃料、动力、固定资产折旧和劳动力的投入;产出是指产品生产的总量及其分配使用的方向和数量,如使用于生产消费(中间产品)、生活消费、积累和净出口等(后三者总称为最终产品)。

1. 静态投入-产出表和模型

静态投入-产出表和模型,主要研究某一个时期各个产业部门之间的相互联系问题。按照不同的计量单位,静态投入-产出表和模型可以分为实物型和价值型两种:实物型——按实物单位计量;价值型——按货币单位计量。这两种表和模型最能反映投入-产出特征。

实物型投入-产出表和模型:实物型静态投入-产出表,是以各种产品为对象,以不同的实物计量单位编制出来的。依据投入-产出表的平衡关系建立的数学模型称为投入-产出模型。投入-产出表10-1是一个简化的实物型表。

表 10-1 投入-产出表

投入 \ 产出	中间产品 1	中间产品 2	中间产品 …	中间产品 n	最终产品	总产品
1	q_{11}	q_{12}	…	q_{1n}	y_1	q_1
2	q_{21}	q_{22}	…	q_{2n}	y_2	q_2
⋮	⋮	⋮		⋮	⋮	⋮
n	q_{n1}	q_{n2}	…	q_{nn}	y_n	q_n
劳动	q_{01}	q_{02}	…	q_{0n}	/	L

表 10-1 由两部分组成：左部分为产品(部门)间流量部分，表中 q_{ij} 表示第 i 产品用于第 j 产品生产所消费的数量。右部分为最终产品部分，记为 y_i，第 i 产品的总产量记为 q_i。表的最下一行为生产每产品所需的劳动。

按表中的每一行可以建立一个方程：

$$\begin{cases} q_{11}+q_{12}+\cdots+q_{1n}+y_1=q_1 \\ q_{21}+q_{22}+\cdots+q_{2n}+y_2=q_2 \\ \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \\ q_{n1}+q_{n2}+\cdots+q_{nn}+y_n=q_n \\ q_{01}+q_{02}+\cdots+q_{0n}=L \end{cases} \tag{10.3.1}$$

以上方程式可以写成

$$\sum_{j=1}^{n} q_{ij}+y_i=q_i \quad (i=1,2,\cdots,n) \tag{10.3.2}$$

$$\sum_{j=1}^{n} q_{0j}=L \tag{10.3.3}$$

如果设

$$a_{ij}=\frac{q_{ij}}{q_j} \quad (i,j=1,2,\cdots,n) \tag{10.3.4}$$

则 a_{ij} 表示生产单位数量的 j 类产品需要消耗的 i 类产品的数量，称为产品的直接消耗系数。

同理，劳动的直接消耗系数为

$$a_{0j}=\frac{q_{0j}}{q_j} \quad (j=1,2,\cdots,n) \tag{10.3.5}$$

故有

$$\sum_{j=1}^{n} a_{ij}q_j+y_i=q_i \quad (i=1,2,\cdots,n) \tag{10.3.6}$$

$$\sum_{j=1}^{n} a_{0j}q_j=L \tag{10.3.7}$$

若设直接消耗系数矩阵 $\boldsymbol{A}$ 为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ & & \ddots & \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \tag{10.3.8}$$

设总产品列向量和最终产品列向量分别为

$$\boldsymbol{Q}=[q_1 \quad q_2 \quad \cdots \quad q_n]^{\mathrm{T}}, \quad \boldsymbol{Y}=[y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_n]^{\mathrm{T}} \tag{10.3.9}$$

上述方程的矩阵形式为

$$\boldsymbol{AQ}+\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{Q}, \quad (\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{Y} \tag{10.3.10}$$

式中 $\boldsymbol{I}$ 为 n 阶单位阵,$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})$ 具体形式为

$$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})=\begin{bmatrix} 1-a_{11} & -a_{12} & \cdots & -a_{1n} \\ -a_{21} & 1-a_{22} & \cdots & -a_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -a_{n1} & -a_{n2} & \cdots & 1-a_{nn} \end{bmatrix} \tag{10.3.11}$$

式(10.3.11)称为列昂捷夫矩阵。通过求解式(10.3.11)得到各类产品的总产量

$$\boldsymbol{Q}=(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{Y} \tag{10.3.12}$$

式(10.3.12)为实物型投入-产出模型,它建立了各类产品的生产和分配使用之间的平衡关系。在模型中,直接消耗系数矩阵 $\boldsymbol{A}$ 反映了生产过程的技术结构。模型通过列昂捷夫矩阵$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})$建立了总产品与最终产品之间的数量关系,通过列昂捷夫逆矩阵建立了最终产品与总产量之间的关系。

表 10-1 是一个简化的投入-产出表,而实际的表可参阅表 10-2,即在表的垂直方向下部实际上还有职工人数、劳动报酬、社会纯收入和占有资金总额等投入项。

价值型投入-产出模型是根据价值型投入-产出表建立的。它将整个经济系统划分为若干子系统——生产部门,并以货币为计量单位。不仅能够反映各部门产品的实物运动过程,而且能够描述各部门产品的价值流动过程,因而,它的实用性与实用范围比实物型更广。建立价值型数学模型的方法和上述类似,不再赘述。

2. 区域经济活动的投入-产出模型

区域经济活动的投入-产出表和模型包含区域的投入-产出表和模型、区域之间的投入-产出模型和区域间的相互作用的引力表和模型。一般而言,一个较大的区域,如一个国家(或者省)是由若干个较小的区域,如若干个省(或县)构成的。区域经济活动的投入产出模型,就是在一个较大的区域内,揭示若干个较小区域的各个部门经济活动之间的相互联系。区域经济活动的投入-产出表和模型的特点是:①部门分类不完整;②来自区域之外的输入和区域向外界的输出,在区域经济活动中占有重要的地位;③一个区域往往有一个或若干个主导产业部门,占有十分重要的地位;④一个区域的生产额与消费额可以在一定时期存在较大的差额。具体的区域经济活动的投入-产出表这里从略。

以上介绍的是静态投入-产出表,它只反映一个时期(通常为一年)的再生产过程,表及模型中不包括时间的因素。动态投入-产出表及其模型是对静态表及其模型的发展,它分析和研究若干时期的再生产过程,研究各个时期的再生产过程间的相互联系。由于社会生产过程本身是动态的,动态表及其模型更贴近实际。因篇幅所限,本节不再进一步介绍。

例 10.3.1 今以价值型静态投入-产出表为实例。在资料和数据许可的情况

下，本例对表10-1投入-产出表进行扩展，即在表中补加生产各种产品所需折旧、劳动报酬、社会纯收入（如利润、税金等）、资金占有总额等行。为了简单起见，假设整个国民经济仅有3个部门。

通过直接计算，表10-2所对应的直接消耗系数矩阵为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\frac{600}{3510} & \frac{1050}{8535} & \frac{90}{2475}\\ \frac{405}{3510} & \frac{3750}{8535} & \frac{1050}{2475}\\ \frac{45}{3510} & \frac{300}{8535} & \frac{105}{2475}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0.17094 & 0.12302 & 0.03636\\ 0.11538 & 0.43937 & 0.42424\\ 0.01282 & 0.03515 & 0.04242\end{bmatrix} \tag{10.3.13}$$

写成表格形式为表10-3。

表10-2 例10.3.1的价值型投入-产出表

	中间产品				最终产品					总产品
	农业（A）	工业（B）	其他（C）	小计	固定资产更新大修理	生产性积累	非生产性积累	消费	小计	
农业 A	600	1050	90	1740	0	75	45	1650	1770	3510
工业 B	405	3750	1050	5205	450	300	330	2250	3330	8535
其他 C	45	300	105	450	225	615	600	585	2025	2475
小计	1050	5100	1245	7395	675	990	975	4485	7125	14520
折旧	60	435	180	675						
劳动报酬	1950	750	600	3300						
社会纯收入	450	2250	450	3150						
总收入	3510	8535	2475	14520						

注：表中舍去了进口项和出口项。

表10-3 例10.3.1的直接消耗系数表

部门	农业	工业	其他
农业	0.17094	0.12302	0.03636
工业	0.11538	0.43937	0.42424
其他	0.01282	0.03515	0.04242

其列昂捷夫逆阵$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}$为

$$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}=\left[\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0.17094 & 0.12302 & 0.03636\\ 0.11538 & 0.43937 & 0.42424\\ 0.01282 & 0.03515 & 0.04242\end{bmatrix}\right]^{-1}$$

$$=\begin{bmatrix}0.82906 & -0.12302 & -0.03636\\ -0.11538 & 0.56063 & -0.42424\\ -0.01282 & -0.03515 & 0.95758\end{bmatrix}^{-1}$$

$$=\begin{bmatrix}1.24850 & 0.28479 & 0.17358\\ 0.27725 & 1.89758 & 0.85122\\ 0.02689 & 0.07347 & 1.07787\end{bmatrix} \tag{10.3.14}$$

写成表格形式为表10-4。

表10-4 例10.3.1的需求系数表

部门	农业	工业	其他
农业	1.24850	0.28479	0.17358
工业	0.27725	1.89758	0.85122
其他	0.02689	0.07347	1.07787

表10-3的第一列的3个元素分别表示：为了得到1万元的农业总产品，对农产品的需求量为1709.4元，对工业品的需求量为1153.8元，而对其他部门产品需求量为128.2元。其余各列也有类似含义。

表10-4的第一列的3个元素分别表示：为了得到1万元的农产品供应最终产品消费之用，对农产品的需求量为12485.0元，对工业品的需求量为2772.5元，而对其他部门产品需求量为268.9元。其余各列也有类似含义。 ■

目前已有100多个国家用投入-产出来进行宏观经济的综合平衡分析，预测和规划经济发展。投入-产出表及相应模型随着投入-产出技术的不断发展，在世界范围内，作为一种工具已经具备了国民经济核算框架和投入-产出分析两大功能。

10.3.2 宏观计量经济模型

宏观计量经济模型是根据计量经济学建立的，将经济理论、数学和统计学3者结合起来，根据经济理论假定模型的结构，利用数学表达式加以描述，并借助实际的观察(历史统计年度、季度或月度数据)，利用统计学方法估计模型的参数而得到的动态模型。模型表示成线性或非线性随机差分方程(离散)的形式，即有随机变量的差分方程。

建立计量经济模型的目的在于进行经济结构分析(structural analysis)、做出经济预测(forecasting)、对经济政策给以一定的评价以及经济计划的制定。美国L.克莱因依据J.凯恩斯(Keynes)的经济理论而研制的计量经济模型，预测经济波动取得成功，而著名且并不复杂的美国沃顿季度计量经济预测模型曾经准确地预测到美国1969—1970年的经济衰退。

在计量经济模型中常用到变量的分类概念：内生变量、外生变量和滞后变量。内生变量(endogenous variables)是由所研究的经济系统的内部因素所决定的变量，又称"经济变量"，它是模型的未知输出变量，它们相当于工程控制论或数学中的因变量。外生变量(exogenous variables)是由所研究的经济系统的外部因素所决定的变量，对经济模型来说，它是已知的输入变量，如人口、已执行的政策变量等，它们相当于工程控制论或数学中的自变量。滞后变量(lagged variables)则是指上述两种变量的滞后一段时间的取值所形成的变量，如$V(k)$的滞后i步变量$V(k-i)$。在计量经济模型中通常将方程分为

行为方程：即解释或描述居民、企业或政府经济行为的方程。它是经济规律的具体化。

技术方程：即根据客观经济技术关系建立的方程。它表示生产要素投入量与产出量的关系。

制度方程：即由法律、政策法令、规章制度决定的经济数量关系。

定义方程和平衡方程等。前者是表达定义的恒等式。

方程的总数至少要等于内生变量的总数。计量经济学中习惯以离散变量，如$V(k)$，或延迟变量$V(k-i)$表示变量。离散时间间隔k可以是年或季度或月，以可使用的统计数据和研究的目的而定。习惯上都以一个或几个英文大写字母，必要时加上阿拉伯数字表示各变量。

这里要注意，各行业（如经济控制论）中有其长期形成的一套术语（如内生变量和外生变量），与工程控制论中经典的词汇不尽一致。为使读者能在阅读这方面专著或论文时能很好衔接，本书保持行业习惯上用的术语并加必要的说明。

10.3.3 宏观计量经济模型举例

本小节介绍一个需求定向的小型的中国宏观经济年度计量模型（China's macroeconomic analyzing and forecasting model，CMAFM），由中国人民大学经济学院郑超愚研制。

1. 核心是 IS-LM-AS（投资-货币供应-总供给）模型

为此依次估计消费需求函数、投资需求函数、净出口需求函数和货币需求函数而建立中国IS-LM（投资-货币供应）计量模型，再拟合附加预期的菲利浦斯曲线（Phillips curve）而建立卢卡斯（R. Lucas，美国经济学家）函数形式的中国AS（总供给）函数，并且引入税收政策操作规则和货币供应调整方程，最终形成小型的中国宏观经济计量年度模型，用于宏观经济形势分析和预测以及需求管理政策模拟。这里，宏观经济学著名的菲利浦斯（A. Phillips，新西兰经济学家）曲线，是表示经济增长率与物价上涨率之间的关系曲线。

CMAFM模型的需求面与标准IS-LM模型一致，如图10-5所示。图中GDP表示国内生产总值（gross domestic product）。以政府支出、货币供应、汇率分别代表财政政策变量、货币供应政策变量、汇率政策变量作为外生变量输入对需求管理政策的冲击（输入激励作用），并且通过税收政策决定居民可支配收入和通过货币需求函数决定利率。该模型是一个3输入（外生变量）8输出（内生变量）的复杂非线性离散多输入多输出被控对象。

中国采用的是SNA（国民经济账户体系）的统计体系，是一种国际通用的国民经济核算体系。该体系向CMAFM模型提供的原始变量如表10-5所示。表中k是离散时间变量，表示年份。

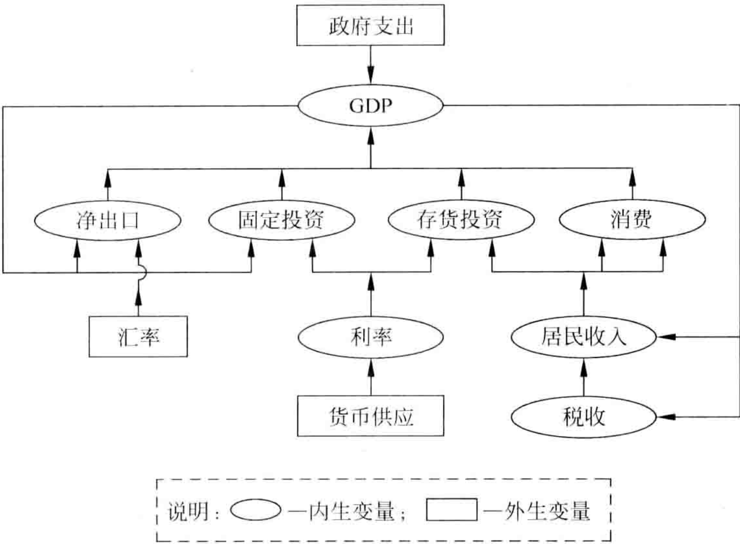


图 10-5 CMAFM 模型的框图

表 10-5 SNA 统计体系提供的原始变量

变量	定　义	变量	定　义	左两变量的单位
$BFCI(k)$	国家预算内固定资产投资	$PSUB(k)$	国家财政政策性补贴支出	当年价格,亿元
$DDPI(k)$	国家财政债务还本付息支出	$SM1(k)$	狭义货币供应年末余额	当年价格,亿元
		$SM2(k)$	广义货币供应年末余额	当年价格,亿元
$GFCI(k)$	固定资本形成总额	$NGDP(k)$	名义国内生产总值	当年价格,亿元
$GOVC(k)$	政府消费	$SWF(k)$	国家财政抚恤和社会福利救济费	当年价格,亿元
$GOVRE(k)$	国家财政收入			
$INV(k)$	存货增加	$PRIVC(k)$	居民消费	当年价格,亿元
$NEX(k)$	净出口			当年价格,亿元
$WME(k)$	世界商品出口总额	$WSE(k)$	世界服务出口总额	当年价格,亿美元
$WMI(k)$	世界商品进口总额	$WSI(k)$	世界服务进口总额	当年价格,亿美元
$SDRE(k)$	特别提款权平均兑换率			单位：每特别提款权人民币元
$USDE(k)$	美元平均兑换率			单位：每美元人民币元
$Y(k)$	真实国内生产总值			单位：可比价格,1978=100

表 10-5 中所需数据来源自：《中国统计年鉴(2001)》、《中国统计摘要(2002)》、《国际金融统计年鉴(2001)》以及《中国对外贸易年鉴(2001)》。CMAFM 模型从 1978 年起建立模型变量的数据时间序列。

对 CMAFM 模型在表 10-4 原始变量的基础上照表 10-5 的定义和公式计算标准 IS-LM-AS 模型口径的模型变量，并且使用 GDP 平减指数缩减名义变量值，即扣除每年通货膨胀对各变量的影响，建立如表 10-6 所示的 CMAFM 模型数据库。

表 10-6　CMAFM 模型变量的定义

变量	定　义	计算公式
$GTX(k)$	政府综合收入	$GTX(k)=GOVRE(k)-DDPI(k)-SWF(k)-PSUB(k)$
$PDY(k)$	居民可支配收入	$PDY(k)=GDP(k)-GTX(k)$
$FCI(k)$	固定投资	$FCI(k)=GFCI(k)-BFCI(k)$
$G(k)$	政府支出	$G(k)=GOVC(k)+BFCI(k)$
$WT(k)$	世界贸易总额	$WT(k)=WME(k)+WMI(k)+WSE(k)+WSI(k)$
$M1(k)$	狭义货币供应年均余额	$M1(k)=(SM1(k)+SM1(k-1))/2$
$M2(k)$	广义货币供应年均余额	$M2(k)=(SM2(k)+SM2(k-1))/2$

对表 10-6 中的计算公式加以解释，以表中前两式为例，它们分别表示：

(1) 当年政府综合收入＝当年国家财政收入－当年国家财政债务还本付息支出－当年国家财政抚恤和社会福利救济费－当年国家财政政策性补贴支出

(2) 当年居民可支配收入＝当年国内生产总值－当年政府综合收入

这里模型研制者没有考虑国家的财政赤字问题。这就是模型研制者的经济理论观点或假设之一。

最后两式表示，年度货币供应以货币存量的年初余额和年末余额的算术平均值表示。其他计算公式也如此，不再赘述。

CMAFM 模型使用国内生产总值 GDP 平减指数直接缩减数量型国内变量，即对于名义变量 X，其真实变量值 $XR(k)=X(k)/P$，式中价格指标 $P(k)$是以 1981 年为基期的。这里，定义时间变量 k，1981 年 $k=0$，2002 年 $k=21$。由此建立如表 10-7 所示的 1981 年价格真实变量体系。真实变量是排除了通货膨胀影响后的变量。而通货膨胀率指标 $INFL(k)$为 GDP 平减指数年度增长率，实际计算公式如表 10-7 右侧第一项所示。但限于篇幅，数据库中具体的数据时间序列未在此列出。

表 10-7　CMAFM 模型变量体系

变　量	定　义	变　量	单　位
$P(k)$	价格指数	$P(k)=\dfrac{NGDP(k)/Y(k)}{NGDP_{1981}/Y_{1981}}$	1981 年＝1.00 即 $P(0)=1$
$INFL(k)$	通货膨胀率(%)	$INFL(k)=(P(k)/P(k-1)-1)\times 100$	%
$YR(k)$	真实国民收入	$YR(k)=Y(k)\times(P_{1981}/P_{1978})$	1981 年价格，亿元
$PDYR(k)$	真实居民可支配收入	$PDYR(k)=PDY(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$GTXR(k)$	真实政府综合收入	$GTXR(k)=GTX(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$PRIVCR(k)$	真实居民消费	$PRIVCR(k)=PRIVC(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$FCIR(k)$	真实固定投资	$FCIR(k)=FCI(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$INVR(k)$	存货投资	$INVR(k)=INV(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$NEXR(k)$	真实净出口	$NEXR(k)=NEX(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$GR(k)$	真实政府支出	$GR(k)=G(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$M1R(k)$	真实 $M1(k)$货币供应	$M1R(k)=M1(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$M2R(k)$	真实 $M2(k)$货币供应	$M2R(k)=M2(k)/P(k)$	1981 年价格，亿元
$R3(k)$	居民名义利率(%)	$R3(k)=\sum_i(R(k_i)\times\Delta k_i)/\sum_i\Delta k_i$	

表中在名义变量符号后附加后缀“R”表示真实变量符号。真正进入CMAFM模型的就是表10-7所示的真实变量。其中最后一项：居民名义利率选取3年期储蓄存款利率$R3$，根据中国人民银行利率表，按时间加权方式计算其年平均利率水平以表示。

2. CMAFM模型的单方程系数估计

CMAFM模型的方程体系是可辨识的，在1981—2001年间数据时间序列的基础上使用普通的最小二乘法对其行为方程的各系数进行单方程估计(在工程控制论和统计学中称为“参数估计”，见5.4节)。结合居民可支配收入的定义方程和国民收入会计恒等式，可以取得由IS-LM(投资-货币供应)模型、AS(总供给)函数和政策规则组成的CMAFM模型的可计算公式。今将估计后的CMAFM模型诸方程列出如下。

(1) 居民可支配收入的定义方程

$$PDYR(k)=YR(k)-GTXR(k) \tag{10.3.15}$$

(2) 居民消费函数

$$\begin{aligned}\lg(PRIVCR(k))=&0.3666230918+0.6533556498\times\log(PRIVCR(k-1))\\&+0.293790353\times\log(PDYR(k))-0.004593002753\\&\times(DUM\times\log(PRIVCR(k-1)))\end{aligned} \tag{10.3.16}$$

式中DUM为虚拟变量，只取0或1的值(工程控制论中又称0-1变量)，它的引入体现1981—2001年间中国经济从计划经济向市场经济的结构变迁的影响。其时间跨度定位在价格制度自由化使得受抑制的通货膨胀集中公开释放的历史时期，因而在从通货膨胀第一峰值年度(1988年)至第二峰值年度(1994年)对DUM变量赋值为1，在其他年度赋值为0。这体现从计划经济向市场经济过渡的中国经济结构的快速跃变的影响。此外，居民消费行为具有部分调整的动态性质。

(3) 固定投资需求函数

$$\begin{aligned}\lg(FCIR(k))=&-2.901685347+1.19508972\times\log(PDYR(k))\\&-0.00785251677\times(R3(k)-INFL(k))\end{aligned} \tag{10.3.17}$$

固定投资需求采取典型的半对数函数形式，并显示正常的正向收入弹性和负向利率弹性。

(4) 存货投资需求函数

$$\begin{aligned}INVR(k)=&-270.7553366+0.4656202222\times INVR(k-1)+67.29116798\\&\times R3(k)+0.07166198046\times\Delta(PDYR(k-1))\end{aligned} \tag{10.3.18}$$

式中$\Delta(PDYR(k-1))=PDYR(k-1)-PDYR(k-2)$，为真实存货投资需求的变化。

(5) 净出口需求函数

$$\begin{aligned}NEXR(k)=&143.6661131+0.187224429\times NEXR(k-1)-0.3152460735\\&\times\Delta(YR(k))+0.004938847996\times(WT(k)\times USDE(k)/P(k))\\&-223.62521\times(SDRE(k-1)/P(k-1))\end{aligned} \tag{10.3.19}$$

CMAFM模型中特别提款权兑换率($SDRE(k)$)近似人民币有效汇率,并使用GDP平减指数缩减名义汇率而将其转换为实际汇率。

(6) 国民收入平衡方程

$$YR(k) = PRIVCR(k) + FCIR(k) + INVR(k) + NEXR(k) + GR(k) \tag{10.3.20}$$

以上(1)~(6)项构成CMAFM模型的IS(投资)曲线。

(7) 货币需求函数

$$\begin{aligned} R3(k) =& 3.092279978 + 0.3460854878 \times INFL(k) - 0.0006143055104 \\ & \times M2R(k) + 0.001003442696 \times \Delta(M2R(k)) + 0.001007790937 \\ & \times YR(k) - 0.004007071991 \times \Delta(YR(k)) \end{aligned} \tag{10.3.21}$$

该项构成CMAFM模型的LM(货币供给)曲线,而以上(1)~(7)项构成模型的IS-LM模型部分。

(8) 菲利浦斯曲线

$$\begin{aligned} INFL(k) =& -5.502404139 + 0.4920339969 \times INFL(k-1) \\ & + 72.06970389 \times \Delta\log(YR(k)) \\ & + 56.14118289 \times (DUM \times \Delta\log(YR(k-1))) \end{aligned} \tag{10.3.22}$$

该项构成CMAFM模型的卢卡斯函数形式的中国AS(总供给)曲线部分。

(9) 税收政策方程

$$\begin{aligned} GTXR(k)/PDYR(k) =& -0.01926543793 + 1.003480734 \\ & \times (GTXR(k-1)/PDYR(k-1)) \\ & + 0.00008802810 \times k^2 \end{aligned} \tag{10.3.23}$$

(10) 货币调整方程

$$\begin{aligned} \log(M2R(k)/YR(k)) =& 0.03763812521 + 0.9843175998 \\ & \times \log(M2R(k-1)/YR(k-1)) \\ & + 0.6286062008 \\ & \times \Delta\log(M1R(k)/YR(k)) \end{aligned} \tag{10.3.24}$$

上述(9)和(10)两项构成CMAFM模型的政策规则部分。以上(1)~(10)诸方程构成非线性离散小型中国宏观经济年度计量模型(CMAFM模型),其中1个定义方程、1个平衡方程和8个技术方程对应8个内生变量。必须指出,被估计上述方程都要采用统计学中假设检验的方法检验模型参数的合适性,并验证每一个技术方程及整体模型的拟合程度。对每一项参数都计算并列出估计的误差和校正项,在这里都从略。

3. 应用CMAFM模型进行国民经济的历史模拟和政策分析

在外生变量前全部历史数据和内生变量1981年以前实际数据的支持下,求解CMAFM模型的可计算形式,从而在事后预测1981—2001年内生变量的时间路径(time path,即工程控制论中变量演变的过程),以评价CMAFM模型的历史模拟

(historical simulation)性能。表10-8为核算CMAFM模型的主要内生变量得出的历史模拟误差,表中附加后缀"-*DF*"的内生变量的符号表示对应内生变量的历史模拟值。而CMAFM模型还就真实国内生产总值*YR*、通货膨胀率*INFL*、真实居民消费*PRIVCR*、真实固定投资*FCIR*、真实存货投资*INVR*、真实净出口*NEXR*、名义利率*R*3等7个主要内生变量的时间路径和对应内生变量的历史模拟值相比较,并列出时间路径图(在下文给出部分结果)。

表10-8　CMAFM模型的静态历史模拟误差

预测变量 *X*	相对误差(*X-DF*－*X*)/*X*		绝对误差(*X-DF*－*X*)	
	平均值(%)	均方根(%)	平均值	均方根
lg(*YR*)	－0.017958	0.337024		
lg(*PRIVCR*)	0.012525	0.215688		
lg(*FCIR*)	－0.017685	1.134248		
INVR			－11.33573	93.04847
NEXR			－42.64024	186.8752
INFL			－0.108344	3.419958
*R*3			－0.230496	0.974504

以上分析和研究表明,CMAFM模型具有良好的系统仿真能力,对主要内生变量的历史模拟误差控制在动态预测可接收的范围内。这说明CMAFM模型通过较强的历史有效性检验(test),证明模型的总体设定和变量相互关系的定量估计等结构分析方面取得一定程度的成功。

CMAFM模型的历史模拟过程是动态性质的,在1981—2001年将内生变量的模拟值(而不是实际值)作为滞后内生变量的输入数据。通过在上述基准的基础上分别历史模拟1981—2001年间真实国内生产总值对1981年真实政府支出暂时性增加和真实狭义货币供应暂时性增加的历史反应,CMAFM模型能给出22年间政府支出和货币供应的动态乘数。这里所谓乘数(multiplier)是指外生变量变化对内生变量的影响。对有滞后变量的动态模型,乘数被称为动态乘数(dynamic multiplier),实际上是内生变量关于外生变量变化各期滞后值绝对变化的比值$\Delta Y(k)/\Delta X(k-i)$,$(i=0,1,2,\cdots)$。

郑超愚在论文中用CMAFM模型进行数值动态模拟,并绘出时间路径图和列表表示。由于篇幅所限,以下仅引述真实国内生产总值*YR*(*k*)和通货膨胀率*INFL*(*k*)根据2002年模型的仿真结果(图10-6和图10-7)。可以看出,实际数据的时间序列和对应内生变量历史模拟值(由模型推算得出)的时间路径相接近。此外,他还进行了中国财政政策和货币政策的动态乘数效应分析。并在后续的研究中对中国年度GDP增长速度与年度通货膨胀率都进行了预测。

郑超愚在2002年首次提出CMAFM模型。在2004年和2005年又根据新一年的数据对模型进行了更新。上文介绍的是2004年更新后的CMAFM模型。

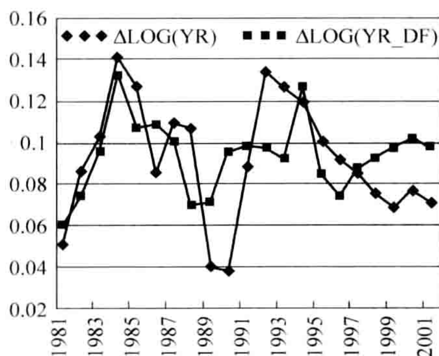


图 10-6 仿真结果：真实国内生产总值 $YR(k)$

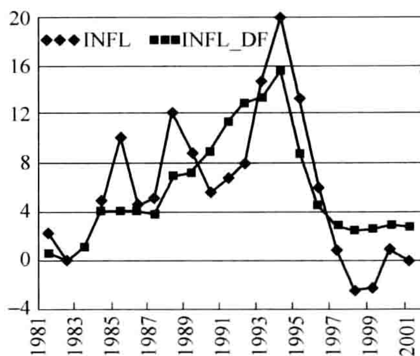


图 10-7 仿真结果：通货膨胀率 $INFL(k)$

4. 宏观经济数学模型或计量模型的仿真研究

仿真研究是验证宏观经济模型以及进行结构分析、预测和政策评价的重要方法，可采用的仿真软件有 MATLAB、MAPLE 和 G 软件等。MATLAB 在第 3 章已有叙述，MAPLE 则是强于符号计算，G 软件是最新经济预测软件。

10.3.4 对国民经济的宏观调控

宏观调控亦称国家干预，是中央政府对国民经济的总体管理；在中国是国务院的经济职能。宏观调控的过程是国家依据市场经济的一系列规律，运用调节手段和调节机制，实现资源的优化配置，为微观经济运行提供良性的宏观环境，使市场经济得到正常运行和均衡发展的过程。这在世界各国都是这样进行的。

为了对国民经济大系统的宏观调控进行定量分析、计算和仿真，显然，图 10-3 中的国民经济大系统就要代之以上节的宏观经济模型，图上的国务院就相当于闭环控制系统的控制器。而社会经济控制论认为：国务院首先是处于系统内的一个观察者，同时又是动作者(调控者)。这里，观察者实际上是一个智囊团队，研究、分析经济形势，依据对系统内部规律的理解形成共识(idea)，提供较客观的建议和措施，它们的后果可以预先从计算和仿真中认定。最后形成国务院的宏观调控指示、法令和法规，对经济系统进行“动作”(就是实施宏观调控)：调控哪些变量，调控多少量。

现实生活中宏观经济调控的具体实例，可参阅本章的参考文献。其中信贷总规模、存款准备金率和存贷款利率的控制和调整力度及时间都应该利用宏观经济模型先进行仿真研究、比较分析后才能最后确定。

10.4 生态、环境及农业系统控制

人类只有一个地球，保护地球生态，保护人类环境，是造福子孙后代的战略问题，意义非常深远、巨大。生态控制、环境控制的意义正在于此。

10.4.1 生态系统和生态平衡

生态系统(ecological systems)是一个具有特定功能的有机整体,它由生产者(自养有机体)、消费者(异养有机体)、分解者(还原者)、无机环境等4个部分组成。在生态系统的各个部分之间,不断地进行着物质与能量的交换,在一定的条件下,保持着暂时相对的平衡(图10-8)。

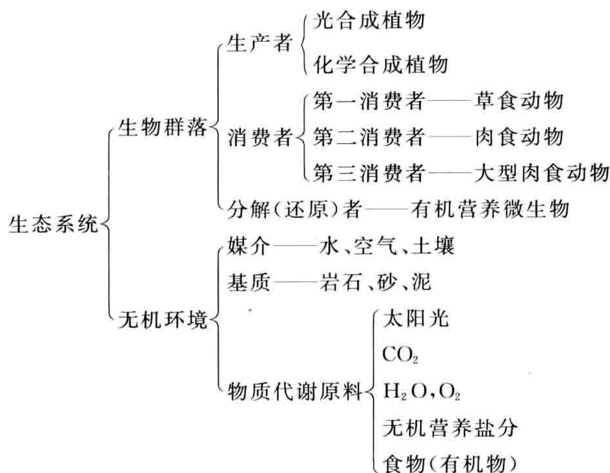


图10-8 生态系统的结构

生态系统的功能体现在生态系统的能量流动和物质循环两个方面上。

当一个生态系统的能量流动和物质循环较长时间地保持平衡状态时,它的生物种类成分和数量也保持着相对稳定状态,由此引出生态平衡的概念。这个概念的内涵可分析为:阶段性(成熟阶段)、稳定性(生物种类和数量比例相对稳定、有完整的营养结构和典型的食物链关系)、平衡性(物质和能量的输入与输出平衡)和动态性。

上文的食物链(food chains)是指植物所固定的能量通过一系列的取食和被取食关系在生态系统中的传递关系。一般食物链是由四五个环节构成的,如草→昆虫→鸟→蛇→鹰。但在生态系统中生物之间的取食和被取食的关系错综复杂,这种联系像是一个无形的网把所有生物都包括在内,使它们彼此之间都有着某种直接或间接的关系,这就是食物网(food web)。

生态系统之所以能够保持动态的平衡,关键在于生态系统具有自动调节能力,包括抗污染自净化能力和抗干扰自恢复能力。如一个池塘生态系统受到轻度污染后,通过生物的分解和物理的沉降等作用,经过一段时间就可以恢复到污染前的状态,这就是生态系统的抗污染自净化能力,即自动调节能力。如果绘制内部各部分的作用,可得到一个反馈控制系统。

自然生态系统在演化过程中,依靠生物与环境的相互作用自动地逼近最优目

标。生命与环境之间构成的复杂动态反馈系统通过能量、质量和信息的交换而达到动态平衡。作为开放系统,生态的动态平衡是从无序到有序的演变。旧的平衡总是不断被打破,然后又在新的条件下建立平衡。平衡是相对稳定的,但却是不可逆的。一方的破坏或灭绝,往往导致另一方灾难性的后果。在自然生态系统中,物种越多,食物网越复杂,相对稳定性就越好。一切生物体,从最低等的原核生物到高等的人类,都是组合起来的系统,是多层次的、结构复杂的系统,称为生命系统(life systems),总是在不断自我调控中协同发展。在没有人为破坏的前提下,生态平衡是自动完成的,而且是在最优意义下完成的。通过对麋鹿种群与植物种群之间数量变化自动调节的分析(图 10-9),使人们明确生态系统通过负反馈方式进行自动调节。从图 10-9 还可以了解到麋鹿种群的数量和它们所食的植物生物量各自随时间形成周期性的波动。这是由两个种群相互作用而激发的。



图 10-9 麋鹿种群与植物种群之间负反馈示意图

生态系统的自动调节能力有一定限度,如果外界干扰力超过这个限度,则导致生态平衡失调。可导致生态平衡失调的外界干扰力,可能是自然因素,也可能是人为因素,也可能两者兼而有之。

生态学(ecology)就是研究生态系统的结构和功能的科学。具体内容包括:①一定地区(会有多个生态系统)内的生物的种类、数量、生物量(biomass)、生活史及空间分布;②该地区营养物质和水等非生命物质的质量和分布;③各种环境因素(如湿度、温度、光、土壤等)对生物的影响;④生态系统中的能量流动和物质循环;⑤环境对生物的调节和生物对环境的调节等。其中生物量是指,某一特定时刻生态系统单位面积内所积存的生活有机物质量。

上文阐述的麋鹿种群和所食植物通过负反馈方式进行自动调节,并在数量上呈随时间的周期性波动的状况,可以用数学模型加以描述,并在生态学中属于种群数动态模型这一类。

例 10.4.1 麋鹿种群和所食植物的种群数动态模型——洛特加-沃尔泰捕食方程

设被食植物的密度为 x_1;麋鹿种群数为 x_2;λ_1 表示被食植物的增长率;λ_2 表示麋鹿种群的增长率;η_2 表示麋鹿种群在被食植物不存在时的死亡率。

如果麋鹿种群存在,则被食植物密度的增长就会因为被食而下降,可表示为微分方程

$$\frac{dx_1}{dt}=(\lambda_1-p_1x_2)x_1 \tag{10.4.1}$$

式中 p_1 为麋鹿个体的啃食植物率。

同时,如果植物种群存在,则麋鹿种群的增长就取决于植物种群的数量以及麋鹿个体将植物转化为新生麋鹿的转化率 p_2。可表示为微分方程

$$\frac{dx_2}{dt}=(-\lambda_2+\eta_2x_1)x_2 \tag{10.4.2}$$

联立式(10.4.1)和式(10.4.2),得出洛特加-沃尔泰(Lotka-Volterra)捕食方程。因为它用来描述一个种群的个体以另一个种群的个体为食的情况,在一定的初始条件下解这个非线性微分方程组,就可得到被食植物的密度 $x_1(t)$ 和麋鹿种群数 $x_2(t)$ 各自周期性波动的曲线。■

10.4.2 生态控制

生态平衡失调必然导致森林缩小、牧场退化、人与昆虫的战争、某些动物意外的繁衍、猎捕与毒杀,以及日益加速的物种灭绝。为此,人们要进行生态控制(ecological control),控制是闭环的,框图类似图10-3。只不过被控对象是生态大系统,控制器仍是国务院及地方政府和机构。生态大系统有各种指标被检测并反馈。

生态平衡失调的一个周知例子发生在美国著名的天然公园——黄石公园。由于一些年来人为地用极端手法(生态系统的外界干扰力)灭绝了狼,造成了野生公园内一系列的生态失衡。结果,三角叶杨树丛和白杨树丛等广为覆盖的一些重要树种、树丛,被缺乏天敌、大量繁殖的麋鹿作为食物大面积啃掉。远在麋鹿饥饿死亡之前,黄石公园的这些树种、树丛、树林,已被啃得不像样子,而公园美丽的自然景象受到严重摧残。人们不得不引进加拿大的北美灰狼来捕食园内的麋鹿。麋鹿族群在20世纪90年代曾经一度膨胀至两万头,现在则不到一万头。原来几乎快被啃得七零八落的三角叶杨树和白杨树丛等正在遍山野地新生。

如果上述生态平衡失调例子仅述及黄石公园景色受到摧残,则中国大西北的土地荒漠化的生态灾难是述及生态安全、国家安全问题。上古时候陕西、山西、河北、河南等地都是山川秀丽、风调雨顺、禽鸣鱼跃的家园。有资料统计:中国的黄土高原,历史上的森林覆盖率曾达到53%。由于数千年来的大量人口的繁衍以及生活、战争引起的乱采滥伐,使原始森林遭到严重破坏,导致水土流失、降雨稀少、水资源短缺、土地荒芜、荒山秃岭、沟壑纵横,加上毁林开荒、过度放牧使森林和植被严重破坏,最终导致土地荒漠化、沙漠南移。目前,被列为世界性生态灾难的土地荒漠化,正以每年2460km² 的速度在中国境内由西向东扩展,跨省越市、长驱直入。河北怀来县南马场的沙丘距天安门仅72km,且还在以每年3～5km的速度向南推进。在草原、耕田沦为荒漠后,许多原住居民只好沦为生态难民。甘肃东部、宁夏、内蒙古西部等地区植被覆盖率低,荒漠化严重,受强气流作用,地面沙尘被卷起悬浮于天空之中,并且随气流飘移输送至其他地区甚至长江流域,形成沙尘暴天气,使这些地区大

气质量大大恶化,并严重危及人民大众的健康。

生态系统保护和修复实际上就是一种生态控制,用来防止生态平衡失调,涉及的内容极为丰富。由于生物种群在生态系统中占主导地位,生物多样性保护是关键,办法有 3 种:①就地保护。就是在生物物种的栖息地对其进行保护,如建立科学保护区和野生物种分布区、国家或省级公园、原始生物区、自然景观的示范区、动物管理区等。②迁地保护。使之免受外界环境的干扰,能正常生活下去,如动物园、植物园等。③遗传种质保护。采集各种植物的种子加以保存,避免丢失等。

物种生活的环境(生存空间)保护和修复,包括构成环境的有机的或无机的、有生命的或无生命的、自然的或社会的条件的总和:①环境保护包括对生物栖息地的所有东西都保护起来,或选择一些东西保护起来;②控制环境污染和建设生态工程,即种树、种草及防护林。

上文提到的美国黄石公园内人工引入北美灰狼扑食麋鹿以恢复生态平衡,这就是生态控制。针对大西北的土地荒漠化就要采取"退耕还林"、"退牧还草",实施天然林保护、大规模植树造林和治理沙漠、植草以恢复植被等保护和修复措施。

生态控制的基本任务之一是用系统和信息的观点和方法分析、设计、规划和控制人工生态系统的结构要素、工艺流程、反馈机制,使之最大限度地符合人类整体和长远利益。

10.4.3 环境控制

自然环境是人类赖以生存和发展的各种自然因素的总和,即通常所称的自然界。本节所研究的环境就是指生存环境和地理环境,包括人类赖以生存的空气、水、土壤、阳光和食物,地球表层的动物、植物和微生物等全部有机体以及同它们相互作用的其他非生物要素,其范围大体上与生物圈相当。所以,环境本身就是一个包含多层次子系统的复杂大系统,而且与人们的社会经济系统有着不可分割的联系。

中国在经济建设中,许多重大建设工程如水利工程、港湾工程、治沙、保土、营造防风林和局部地改良气候、海岸带的开发利用以及人工影响天气等都是局部地、直接地改变或改造自然环境。许多经济建设活动不可避免地和环境有关,如对资源和环境的大规模掠夺性的开发和利用,全球规模的大气、海洋、陆地的污染以及生态、环境的破坏已经成为当代及未来最严重的问题之一,是人类生存与持续发展所迫切需要解决的问题。

发电、工业生产、汽车尾气排放等过程中经过燃烧而排放的残留颗粒物(particulate matter,PM),大多含有重金属等有毒物质。由直径小于或等于 2.5μm 的细颗粒物(称为 PM2.5),造成灰霾天气。PM2.5 可被直接吸入人体支气管,对健康的危害甚至要比沙尘暴更大。雾霾天气形成酸雨,严重时使农业减产。治理措施主要是对污染源进行控制。

这类环境控制问题和工程控制论的问题十分类似,只不过调控的对象是自然界

中的某种客体,它们的质量、能量和信息量都很大,而且问题的描述和模型化大都与非线性、非定常的偏微分方程相联系,而与已有的控制论问题不同,有其明显的特点。如何利用各有关基础自然科学学科以及控制论等已有的成果,并发展环境控制问题的普遍理论和求解方法将是十分重要的。

环境控制(environment control)就是将环境当作受控的开放系统,研究、实施有效的控制行为,使人们的生存环境质量维持在一个良好的水平。环境控制中的控制行为主要有3个方面:局部污染处理、综合环境治理和环境系统管理。其框图与生态系统控制类似,控制器仍是国务院及地方政府、机构。控制行为分述如下:

(1) 局部污染处理主要是采用物理、化学、生物工程等技术以及自动控制技术,研制和设计污染物的处理设备及控制系统,并按整体效益观点回收副产品,做到综合利用。

(2) 综合环境治理采用反馈控制的原理,开展下列工作:①掌握环境与污染物之间的信息流;②努力减少或阻断从资源(原料)转变为污染物的物质流;③力图削弱污染物流通途径上的能量流以把污染效应降低到最小水平;④改变或转移污染物的流动路径或方向;⑤按系统分析的一般步骤安排环境治理。

(3) 环境系统管理主要包括:①建设区域性或全国性环境监测系统或监测网;②根据监测系统获取的信息用作实时反馈控制;③充分利用大自然的自我净化能力和生物降解污物的能力,最大限度地降低环保费用。

实际上,人类面对的是一个自然界,它包括气候、生态、环境、资源等问题。在大规模的经济建设中,产生了人和自然界如何协调发展,如何"和谐"相处的问题。例如,人们正在努力研究和力图解决:跨国界大气污染和水污染的治理、高空臭氧层"空洞"及全球气候变暖的控制和防治;近海污染治理、沙尘暴、干旱和沙漠化、水土流失的防治等问题。因此,"自然控制论"(natural cybernetics)的新控制论分支被提了出来,它研究自然界的自动调节和人工调控的机理以及理论、方法和技术。

迄今为止,人类在经济发展过程中经历了3种工业发展与环境之间的关系模式:第一种是传统模式,"资源-产品-污染排放"的单向过程;第二种是以"先污染,后治理"为特征的"过程末端治理"模式;第三种就是循环经济(circular economy)模式,是"资源-产品-再生资源"的多重闭环反馈式循环过程,强调最有效利用资源和保护环境,以最小成本获得最大的经济和环境效益。国内外实践证明,发展循环经济是实施可持续发展战略最重要和最现实的选择。

近年来,关于"循环经济"和"生态工业园(eco-industrial park)"的基本理论及方法的研究与建设的实践正在工业化国家蓬勃展开。生态工业园是依据循环经济理论和工业生态学原理而设计的一种新型工业组织形态,是建立在一块固定地域上的由制造企业和服务企业形成的企业社区。在该社区内,通过废物交换、循环利用、清洁生产等手段,最终实现园内的污染物"零排放"。各成员单位通过共同管理环境事宜和经济事宜来获取更大的环境效益、经济效益和社会效益。中国应该结合实际,把生态工业园的建设纳入生态城市和科技工业园建设规划之中。政府已经提供一

些循环经济典型实践模式可供参考、借鉴。这样，就有可能真正走出具有中国特色的环境与发展相协调的和谐道路。

10.4.4 环境系统建模和河流污染控制的实例

建立环境数学模型是对系统进行分析、控制的最重要的方法。通常按其用途进行分类：如环境规划模型、环境预测模型、环境决策模型、环境评价模型、环境治理模型和环境经济模型等。模型可以用数学式来描述，也可以用其他方法，如神经网络模型等。7.5.3小节神经网络控制，阐述由净水厂现场实测得到各项水质参数，通过神经网络确定治理污染用的混凝剂的投加量。这是一种水污染治理用的神经网络模型。

环境系统建模就和宏观经济系统建模类似，首先，根据研究的需要和目的确定模型的用途，然后要确定控制变量、系统内部变量、根据机理或理论建立数学方程和模型结构、在收集大量数据的基础上进行方程的参数估计，最后是模型的检验和修正等。

例 10.4.2 河流污染控制的实例

河流水质的度量主要有两个因素：①河水中生化需氧量(B.O.D.)，系指污水被微生物分解所耗用的氧量，用于表示有机性废水或污水污染的指标；②河水中的溶解氧量(D.O.)，溶氧的测定可用来控制河流污染程度。在工业社会中河流常常被作为污水排泄处。而污水的生化需氧量很高，为此污水需要在污水处理站处理后再安全地排入河中以便提高水的生化需氧量。但是，河流的生态平衡常常被不可预知的扰动所破坏。

如果溶解氧量降低到某水平以下，或生化需氧量上升到某水平以上，鱼就会死亡。本节研究从多个污水处理工厂排污到河流中时生化需氧量的在线管理问题——污染治理问题。

所研究的河流被划分成一些适当长度的4个区段，区段内中有污水处理工厂作为治理用的流出物，并且每个区段内假定参数和变量是相同的。根据质量平衡的原则，可分别写出第 i 区段控制量生化需氧量和被控制量溶解氧量的方程。并列成状态空间模型为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} z_i \\ q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.32 & 0 \\ -0.32 & -1.2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_i \\ q_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0 \end{bmatrix} m_i + \begin{bmatrix} 0.9z_{i-1} \\ 0.9q_{i-1}+1.9 \end{bmatrix}, \quad i = 0 \sim 3 \tag{10.4.3}$$

式中 z,z_{i-1} 分别是区段 $i,i-1$ 中生化需氧量的浓度，mg/l；q_i,q_{i-1} 分别是区段 $i,i-1$ 中溶解氧量的浓度，mg/l；控制量 m_i 是污水处理工厂排出物的生化需氧量浓度，mg/l。

与此同时需要研究被控制量的“要求”值，这个数值正是系统的控制器——污水处理工厂所力求维持不变的。这些“要求”值显然应和系统的动态相适应，所以合理的“要求”值就是系统的稳态值。

在稳态情况下 $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} z_i \\ q_i \end{bmatrix} \to 0$。由方程式(10.4.3)可知,假如 $z_0^*, z_1^*, z_2^*, z_3^*, q_0^*, q_1^*, q_2^*, q_3^*, m_1^*, m_2^*, m_3^*$ 分别是河流0,1,2,3区段的要求值,那么

$$\begin{cases} -1.32z_i^* + 0.9z_{i-1}^* + 0.1m_i^* = 0 \\ -0.32z_i^* - 1.2q_i^* + 0.9q_{i-1}^* + 1.9 = 0 \end{cases} \tag{10.4.4}$$

同时可以列出对河流区段0鱼类生存所要求的生化需氧量的浓度和溶解氧量的浓度值,再用式(10.4.4)计算其他区段的相应值,如表10-9所示。

表10-9 河流各区段生化需氧量、溶解氧量和排出物的生化需氧量

区段	生化需氧量要求值,z_i/mg/l	溶解氧量要求值,q_i/mg/l	排出物的生化需氧量浓度,m_i/mg/l
0	0	10	0
1	4.06	8	53.5
2	5.94	6	41.9
3	5.237	4.69	15.91

表10-9中认为区段0经常是很“干净”的,所以 $z_0^*=0, q_0^*=10$。设在区段1,2,3中溶解氧量要求值分别是8,6,4.69。然后由式(10.4.4)解得 $z_1^*=4.06, z_2^*=5.94, z_3^*=5.237, m_1^*=53.5, m_2^*=41.9, m_3^*=15.91$。

本实例中选用如下形式的目标函数使之成为极小:

$$J = \int_0^8 [2(z_1 - z_1^*)^2 + (q_1 - q_1^*)^2 + 2(z_2 - z_2^*)^2 + (q_2 - q_2^*)^2 + 2(z_3 - z_3^*)^2 + (q_3 - q_3^*)^2 + (m_1 - m_1^*)^2 + (m_2 - m_2^*)^2 + (m_3 - m_3^*)^2]\mathrm{d}t \tag{10.4.5}$$

求这一目标函数为极小就保证,在一个未知扰动下使系统从某一初始条件经过8天时间返回到稳定状态 $z_1^*, q_1^*, z_2^*, q_2^*, z_3^*, q_3^*$,并且控制向量也回到与控制状态对应的控制向量 m_1^*, m_2^*, m_3^*,还可以保证,在返回过程中生化需氧量和溶解氧量相对于稳态值没有不可以接受的大值偏差。实际上,只要选择合适的加权上述二次型目标函数能保证生化需氧量和溶解氧量在某个区域间。

因此,整个河流的污染控制问题列出为

$$\begin{cases} \min\limits_{m_1, m_2, m_3} J \\ \text{约束:} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} z_i \\ q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.32 & 0 \\ -0.32 & -1.2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_i \\ q_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0 \end{bmatrix} m_i + \begin{bmatrix} 0.9z_{i-1} \\ 0.9q_{i-1} + 1.9 \end{bmatrix}, i = 0 \sim 3 \\ \text{初始状态为 } z_1(0), z_2(0), z_3(0), q_1(0), q_2(0), q_3(0) \end{cases} \tag{10.4.6}$$

由于这是一个有4个子系统的大系统优化问题,求解这个问题需要用大系统分解-协调方法较为简便(参见5.7.3小节及本章的参考文献)。

实际情况是一个区段不止一个污水处理工厂,每个区段和相邻区段间存在着去污的分布滞后。这样,就要重新建模以适应这种更切合实际的情况。此时,第 $i-1$ 区段

在时刻$t-\tau_j$的生化需氧量和溶解氧量的一部分(用百分数表示)$a_j(j=1,2,\cdots,p)$在时刻t到达第i个区段,即传递滞后分布在τ_1和τ_j之间。因而,对于一个包括三个区段($i=1\sim3$),具有传递滞后的河流系统,其状态方程可描述如下

$$\dot{z}_1=-1.32z_1+0.1\Delta m_1+0.9z_0+5.35 \tag{10.4.7}$$

$$\dot{q}_1=-0.32z_1-1.2q_1+0.9q_0+1.9 \tag{10.4.8}$$

$$\dot{z}_2=0.9\sum_{j=1}^{p}a_jz_1(t-\tau_j)-1.32z_2+0.1\Delta m_2+4.19 \tag{10.4.9}$$

$$\dot{q}_2=0.9\sum_{j=1}^{p}a_jq_1(t-\tau_j)-0.32z_2-1.2q_2+1.9 \tag{10.4.10}$$

$$\dot{z}_3=0.9\sum_{j=1}^{p}a_jz_2(t-\tau_j)-1.32z_3+0.1\Delta m_3+1.591 \tag{10.4.11}$$

$$\dot{q}_3=0.9\sum_{j=1}^{p}a_jq_2(t-\tau_j)-0.32z_3-1.2q_3+1.9 \tag{10.4.12}$$

式中$\Delta m=m-m^*$。并且$p=3,\tau_1=0,\tau_2=0.5$天,$\tau_3=1$天;$z_0=0,q_0=10,a_1=0.15,a_2=0.7,a_3=0.15$。

这里,适宜将变量的滞后项展开并取其前3项,能得到一个比较好的线性化结果,参见4.1.2小节。例如在式(10.4.9)有$z_1(t-0.5)$和$z_1(t-1)$两个滞后项。需要引入4个附加状态:z_4,z_5,z_6,z_7。而设$z_4=z_1(t-0.5)$,那么经过拉普拉斯变换,得$Z_4(s)=Z_1(s)e^{-0.5s}$,按泰勒级数展开得

$$Z_1(s)e^{-0.5s}=Z_1(s)(1+0.5s+0.125s^2+\cdots)$$

取前3项经拉普拉斯反变换得

$$z_4(t)=z_1(t)+0.5\dot{z}_4(t)+0.125\ddot{z}_4(t)$$

设

$$\dot{z}_4=z_5 \tag{10.4.13}$$

那么

$$\dot{z}_5=8z_1-8z_4-4z_5 \tag{10.4.14}$$

对于另一个滞后项,可以类似地设

$$z_1(t-1)=z_6 \tag{10.4.15}$$

又设

$$\dot{z}_6=z_7$$

$$\dot{z}_7=2z_1-2z_6-2z_7 \tag{10.4.16}$$

因而,可以重新将式(10.4.9)写成

$$\dot{z}_2=0.135z_1+0.63z_4+0.135z_6-1.32z_2+0.1\Delta m_2+4.19 \tag{10.4.17}$$

对于式(10.4.10)、式(10.4.11)、式(10.4.12)中的滞后项,也类似地引入4个附加的变量,使得整个河流系统有22阶。

以下要采用大系统的分解-协调方法来优化河流污染控制问题。将河流按区段分解成3个子系统:子系统1由式(10.4.7)、式(10.4.8)组成;子系统2由

式(10.4.9)、式(10.4.10)组成,按滞后项的上述处理方法可产生10个方程;子系统3由式(10.4.11)、式(10.4.12)组成,按滞后项的上述处理方法也可产生10个方程。将这3组方程与优化目标函数式(10.4.5)一起按照关联预测法进行大系统优化。生化需氧量和溶解氧量的初始条件取如下数据(单位都是mg/l)

$$z_1(0)=10,\quad z_2(0)=5.94,\quad z_3(0)=5.237,$$
$$q_1(0)=7,\quad q_2(0)=6,\quad q_3(0)=4.69$$

这一初始条件表明,在$t=0$以前某些扰动影响到区段1,并使它受到严重污染,而区段2和区段3处于它们所要求的稳态。经过11次迭代,这个问题就收敛到最优值。图10-10和图10-11表示所得到的状态轨线,这两个图表明污染情况随着水流是如何减轻的。因为呈现分布的滞后,下游区域仅仅是逐渐地受到污染影响。同时表明,给式(10.4.5)的加权是适当的,生化需氧量和溶解氧量相对于稳态值没有不可以接受的大值偏差。

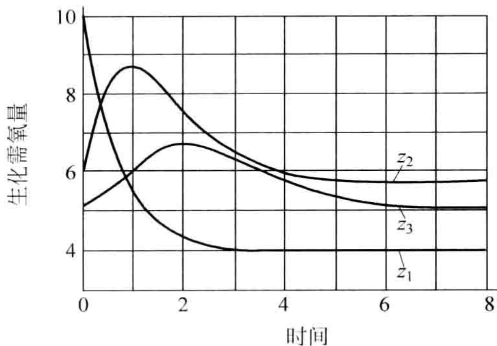


图10-10 3个区域的最优的生化需氧量轨线

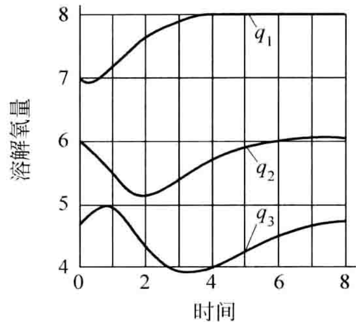


图10-11 3个区域的最优的溶解氧量轨线

■

10.4.5 发展现代农业和农业自动化

加快农业发展的道路在于发展现代农业,为此要提高农业水利化、机械化和信息化水平。实际上,中国农业的出路在于高技术化,包括信息化和自动化。没有农业的现代化就没有整个国民经济的现代化。

农业自动化一般都采用各类工业的控制元件和产品而加以集成:如各类传感器和变送器、各类电动执行机构或电动阀(见3.5.4小节之1和2)、各类控制器和微型计算机等以组成室温、灌溉等自动控制系统。而农业机器人则要根据用途和环境条件进行专门的设计。

目前在温室与大棚的自动化控制方面已经相当成功,根据天气与环境的变化,根据作物需要的变化而进行温度、湿度和灌溉的自动控制。然而,中国绝大多数的温室大棚都比较简陋,但正在研究、开发国产的节能型日光温室,内有多点测温式单片机或微型计算机温度控制系统。温室内有地下热交换系统、均温风扇系统和排热

风扇系统，由计算机加以控制。在尽量利用日光的基础上冬季仍需燃煤。有的温室还置有日照、湿度和灌溉控制系统，都由计算机加以设定各控制器的给定值。因此，不管天气与环境怎么变化，都可以培育出高质量的、无污染的、规格化和高产的农产品、瓜果和花卉等。

在田间作物的灌溉方面，根据天气、土壤水分与作物需求的变化，控制灌溉量、灌溉时间的灌溉自动化系统，有限水域（如池塘）的水产环境的自动监控系统，畜禽饲养的自动监控系统，国内外都已经有成功经验。

在粮食、果品、蔬菜、花卉、畜禽产品的保鲜、储藏、加工的设施中，自动化的技术也都很成功。如利用机器人的加工生产线和产品质量自动检测、自动包装等。

至于微生物的发酵工程，菌藻生物的培育工程与农产品加工工程等方面，完全可以应用信息技术，实现全面的自动化。为此，要大力推广农业自动化技术，大力加强农业自动化专用的设备、系统及自动化元件的研制和生产。目前，西方国家出现了“精确农业”，它是自动化及信息技术与农业生产相结合的产业。精确农业的原理与技术都很先进，是大型农场的发展方向，使农业生产工厂化，能够节水、节能，但初投资额很高。

现将发展现代农业与控制论有关的3个主要方面分述如下。

1. 农田自动灌溉系统

中国是一个缺水的国家。灌溉自动化可以达到用水的科学化、高效化，是世界先进国家发展高效农业的重要手段。通过采用遥感、遥测土壤墒情和作物生长状况等新技术，对灌溉用水进行监测，做出灌溉预报，实现水资源的自动遥控，做好节水灌溉与节水管理，达到灌区农业的高效用水。无论喷灌、滴灌、波涌灌溉，也无论采用管道或渠道输配水，都可以实现自动化。对电磁闸门的控制可以通过无线电通道（长距离时，如大的灌区和长的水渠），也可以通过总线方式（短距离时）。

改善管（渠）系电磁闸门控制装置，建立计算机监测和控制管理系统。这样就可以利用电子通信设备，将各选点处传感器收集到的土壤水分、地下水位深度以及气象的数据信息传送到中央控制室，经微型电子计算机（工业控制用计算机）分析处理，并根据作物需水规律后，给出优化方案，实施灌溉指导和控制：决定灌区内各片土地是否灌溉、灌溉次序，并且做到降水、灌溉水、土壤水和地下水联合调用，实现按需、按期、按量自动供水。

2. 农业机器人应用

农业机器人应用是农业自动化的重要内容（参见第11章）。农业机器人可以用来耕耘、施肥、喷药、灌溉、除草、自动挤奶、采摘水果蔬菜、林木球果采集、果实分拣、伐根、林木修剪、移栽甚至蔬菜嫁接等。已经按上述各目的研制了种种专用机器人，甚至还有牧羊机器人。

农业机器人有如下的特点：①农业机器人一般要求边作业边移动；②农业领域的行走不是连接出发点和终点的最短距离，而是具有狭窄的范围，较长的距离和遍及整个田间表面的特点；③使用条件的变化较大，如气候影响、道路的不平坦和在倾

斜的地面上作业,还需考虑左右摇摆的问题;④价格问题,工业机器人所需大量投资由工厂或工业集团支付,而农业机器人以个体经营使用为主,如果不是低价格,就很难普及;⑤农业机器人的使用者是农民,不是具有机械、电子知识的工程师,因此要求农业机器人必须具有高可靠性和操作简单的特点。

中国辽宁省本溪市农业工程技术推广中心研制出的IDY-I型多功能遥控整地机,它可带动水田的旋耕、耙地等农具,人可在水田埂上自动有序地操纵它。当到旱田上时换上新的一套作业农具,人站在几百米处遥控操作,就可以碎茬、起垄。这是目前国内首创的小型农田耕耘机器人。图10-12为一种农田收割机器人。

嫁接机器人技术,是近年在国际上出现的一种集机械、自动控制与园艺技术于一体的高新技术,它可在极短的时间内,将茎秆直径为几毫米的砧木、穗木的切口嫁接为一体,使嫁接速度大幅度提高;同时大大提高嫁接成活率。蔬菜嫁接机器人的图在第11章。

种子种到插盘,长出籽苗,生出根来以后,再将其重新移栽到乙烯盆或其他的盆里,以便于装卸和转运。移栽虽然很简单,但是需要大量、很费时的手工作业。现在研制出来的移栽机器人如图10-13所示。



图10-12　收割机器人

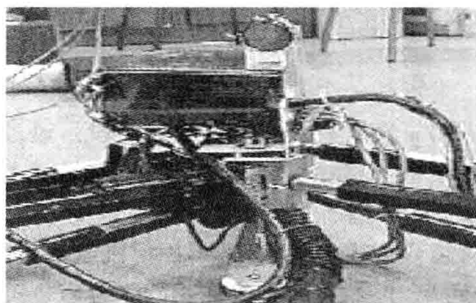


图10-13　移栽机器人

大型牧场每日产奶量很高,挤奶的工作繁重。中国在内蒙古的和林格尔县示范牧场引进一套目前世界上最先进的智能化机器人挤奶设备(图10-14)。挤奶机器人都耐心地按“清洗乳房-按摩乳房-挤奶”的程序工作,还为奶牛提供挠痒、净身服务,进而产出在蛋白质含量、微量元素等方面都更高质量的牛奶。

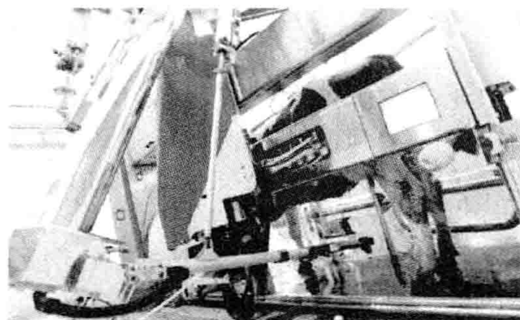


图10-14　智能化机器人挤奶设备

3. 建设生态家园

中国农业的现代化必须与因地制宜，结合实际，积极发展符合控制论思想的循环经济、实施生态家园(ecological homestead)与富民工程相结合。例如云南省位于华坪县南面的金沙江畔农业小乡——温泉乡，2001年以来根据总体发展思路，结合乡情，采取各种有效的方式方法，引导、支持农民大力发展以牛、羊为主的畜牧业和以芒果、花椒为主的经济林果业，并积极推行"一池三改"：大力修建高效节能沼气池，发展以"畜-沼-果"为模式的循环经济。它使村民的生产生活条件得到明显改善，生活水平和生活质量进一步提高。农村环境得到更好保护，生态步入良性循环。

4. 发展数字农业

在上述各项发展的基础上，我国正开展和逐步实施数字农业(digital agriculture)，又称精细农业。它是以大田耕作为基础，以先进的高技术为支撑的集约化和信息化的农业技术系统；它是指从耕作、播种、灌溉、施肥、中耕、田间管理、植物保护、产量预测到收获、保存、管理等过程实现数字化、网络化和智能化，应用遥感、遥测、遥控、全球定位系统和计算机等先进技术以及智能化的农业设备，实现农业生产和管理的数字化，使每一平方米的土地得到最优化的使用，并形成一个包括对农作物、土地、土壤从宏观到微观的监测、预测农作物生长、发育状况以及环境要素的现状和动态分析、诊断预测、耕作措施、管理方案的决策支待在内的信息农业技术系统。

这也是世界农业现代化的发展趋势。

如上所述，数字农业实际上是包含不少自动控制、反馈系统、甚至信息系统、管理决策支持系统在内的、土地优化使用的、农业控制论复杂系统。至于建立农业控制论理论本身还正在研究、探讨阶段，参见本章参考文献。

10.5 小结

本章阐述社会、经济控制论和生态、环境系统控制(自然控制论)以及发展现代农业和农业自动化。

社会系统控制部分以人口系统为例。阐述离散人口模型的建立和根据人口调查数据进行参数估计，以及利用此模型如何研究中国总人口目标、人口发展态势和人口老化等问题。经济系统控制部分以投入-产出模型和宏观计量经济模型为例进行阐述。投入-产出模型为各部门(产业)间物质或资金的投入和产出互为因果的平衡原理而建立的模型，用于部门综合平衡关联分析；宏观计量经济模型是将经济理论、数学和统计学三者结合起来，对各种经济关系式进行估算的模型，它可以用作经济结构分析、经济预测、政策分析和经济计划制订。然而，目前的各类宏观经济数学模型尚不能预测经济大萧条(危机)，更不要说设法阻止它的出现了。依据控制论的思想在宏观经济模型的建模上继续创新和探索的任务还很艰巨。与此同时由于老

年人口增长较快,使年轻人负担沉重。2013年开始中国逐步启动实施一方是独生子女的夫妇可生育两个孩子的政策。该政策对全国总人口的影响需利用上文类似模型进行计算和预测其过程。

生态和环境系统的控制除进行控制措施的阐述外,还各自讨论了捕食模型和河流污染控制的大系统模型及其求解。此外,还在7.5.3小节阐述了基于神经网络的水污染治理模型。与发展现代农业有关的农业自动化部分则重点在灌溉自动化和农业机器人的应用,以及建立农村的循环经济和生态家园。

本章的内容对于构建小康社会和社会的持续发展,以及实现资源节约型、环境友好型社会,即所谓"社会和自然协调发展(绿色发展)",至关重要。为此,社会经济系统的控制器(国家行政部门)要在投入-产出模型和宏观计量经济模型的基础上进行详细规划,谋求经济的持续发展。如果发生经济"过热"的势头,通过宏观调控使它实现"软着陆"。从控制论的角度来看,就是经济系统宏观调控后的时间路径(工程控制论中的调节过程)力求是平滑缓慢下落、无超调。

作为社会发展的重要"质量"指标之一,就是良好的生态环境和资源、能源供应的充分、持久而不短缺,因此在遵循控制论的"循环经济"和"节约资源、能源"思想指导下的"生态工业园"和农村的"生态家园"是中国工业和农业的持续发展方向。这也是建设生态文明不可缺少的步骤。

目前,自然控制论的研究和应用还处在初级阶段。气候恶化、生态灾难、环境污染、资源短缺等的一些问题都被分别地、孤立地在治理、修复和保护。缺乏从全局考虑和寻究其根本,往往顾此失彼。应在各级政府领导下以控制论思想为指导,进行统一、综合、全面和大范围整体的建模和定量分析、研究。这当然相当困难。然后才能逐步扩大到对整个自然界的控制和研究。

习题

10.1　社会经济控制包括哪些内容?

10.2　人口状态的含义是什么?

10.3　人口模型有什么作用?

10.4　出生婴儿的性别比例偏离常规,会产生什么问题?

10.5　宏观经济的投入-产出模型有什么用处?

10.6　如何建立宏观计量经济模型?

10.7　试述宏观计量经济模型的用途。

10.8　何谓对国民经济的宏观调控?

10.9　社会发展的"质量"指什么?

10.10　试为人类在经济发展过程中经历的工业发展与环境之间的关系三种模式,分别画出框图,并分析区别和优劣。

10.11　何谓"循环经济"?在工业和农业上如何实施?

10.12　根据你的体会说明生态和环境控制的重要性。

10.13　试举例说明“生态工业园”。

10.14　试画出世界贸易组织(WTO)与各会员国的关系框图。

参考文献

1. 陈中基．社会控制论．见：中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会中国大百科全书“自动控制与系统工程卷”．北京：中国大百科全书出版社，1991，377～378
2. 王慧炯．经济控制论．见：中国大百科全书总编辑委员会[自动控制与系统工程]编辑委员会中国大百科全书“自动控制与系统工程卷”．北京：中国大百科全书出版社，1991，233
3. 王浣尘．人口系统工程．上海：上海交通大学出版社，1985
4. 王浣尘，万百五．人口模型的两种转化形式．自动化学报，1980，6(4)：250～256
5. Yue-Xin Zhu and Bai-Wu Wan. The parameter identification of a population model of China, Automatica，1984，(4)：415～428
6. 张启人．通俗控制论．北京：中国建筑工业出版社，1992
7. 王行愚．控制论基础．上海：华东化工学院出版社，1989
8. 万百五，韩崇昭．控制理论与宏观经济模型．自动化学报，1986，12(2)：210～218
9. 何其祥．投入-产出分析．北京：科学出版社，1999
10. 国家统计局．《中国国民经济核算体系(2002)》投入产出表．中国统计信息网，2003-05-26
11. 齐舒畅．我国投入-产出表的编制和应用情况简介．中国统计信息网，2003-05-23，16：44：24
12. 郑超愚．需求管理定向的小型中国宏观经济计量模型．经济研究，2002，(12)：42～50
13. 纪宝成，杨瑞龙．中国人民大学中国经济发展研究报告，2004；北京：中国人民大学出版社，2004
14. 朱剑红．宏观调控：促进国民经济既快又好发展——访国家发展和改革委员会主任马凯．人民日报，2005年3月1日
15. 阳含熙，李飞．生态系统浅说．北京：清华大学出版社；广州：暨南大学出版社，2002
16. 宋新山，邓伟．环境数学模型．北京：科学出版社，2004
17. [英] 辛格 M G．李牧安等译．大系统的动态递解控制．北京：科学出版社，1983
18. 杨嘉墀．控制论的发展与自然控制论．系统研究——祝贺钱学森同志85寿辰论文集，1997
19. 自然控制论香山科学会议简况．www.xssc.ac.cn/web/ListConfs/ConfDetail
20. 高亮之．数字农业与我国农业发展．计算机与农业，2001，(9)：1～3
21. 郑应明．灌溉自动化是新世纪农业发展的方向．北京农业信息网，www.agri.ac.cn./manager/7361001/2003619942
22. 农业机器人，工业机器人设计与制作．www.ccrobot.com/newspage10067.html
23. 郝庆升．论粮食生产系统的控制．吉林农业大学学报，2002，24(3)：113～116
24. 侯凤莲，魏一凡，魏俊生．农业系统控制理论与控制方法研究．农业系统科学与综合研究，1999，15(1)：8～14
25. 万百五．管理控制论：回顾、展望与评述．控制理论与应用，2012，29(11)：1377～1387
26. 万百五．经济控制论观点下的全球经济危机及其教训(类比研究与评论)．控制理论与应用，2014，31(2)：129～139
27. 承继成，易善桢．数字农业——数字地球的应用之一．地球信息科学，2000，(1)：15-19

第11章 机器人与智能系统

11.1 概述

在第2章2.9节谈到了智能与学习，本节将讨论与之有关的机器人与智能系统。

把控制论的理论和方法，尤其是人工智能的理论和方法应用于工程系统，便产生了包括机器人在内的诸多智能系统。这些智能系统是人们所处的这个信息时代的象征，是人类知识积累的结晶。

智能系统包含的内容极其丰富，如语音识别系统及其衍生的计算机语音输入等、文字识别系统及其衍生的机器自动翻译等、机器视觉与目标识别、智能检测与目标自动跟踪、智能车辆与智能交通系统、智能机器人以及与之有关的各种智能机器等。

本章旨在为读者提供有关机器人与智能系统的一个大致轮廓，特别要说明如何应用控制论的思想和人工智能的方法来实现各种应用系统。本章不可能涵盖机器人与智能系统的方方面面，只涉及语音识别系统、文字识别系统、目标识别与环境识别、工业机器人和智能机器人的一些内容。

11.2 语音识别系统

语音识别以语音为研究对象，它是语音信号处理的一个重要研究方向，是模式识别的一个分支，涉及生理学、心理学、语言学、计算机科学以及信号处理等诸多领域，甚至还涉及人的体态语言（如人在说话时的表情、手势等行为动作可帮助对方理解），其最终目标是实现人与机器进行自然语言通信，是目前发展最迅速的信息技术之一。

语音识别研究的目的就是让机器“听懂”人类口述的语言。包括两方面的含义：其一是逐字逐句把语音信号转化成书面语言文字；其二是对口述语言中所包含的要求或询问加以理解，做出正确响应，而不拘泥于所有词汇的正确转换。

11.2.1 语音识别的发展简史

语音识别的研究工作大约开始于 20 世纪 50 年代，贝尔实验室研制成功了第一个可识别十个英文数字的语音识别系统——AUDRY 系统。这是语音识别研究工作的真正开端。到了 20 世纪 60 年代，计算机的应用推动了语音识别的发展。这时期的重要成果是提出了动态规划(DP)和线性预测分析技术(LP)，对整个语音识别、语音合成、语音分析、语音编码的研究发展产生了深远影响。20 世纪 70 年代以后语音识别领域取得了突破，在理论上线性预测分析技术得到进一步发展，动态时间归正技术(DTW)基本成熟，特别是提出了向量量化(VQ)和隐马尔可夫模型(HMM)理论；在实践上实现了基于线性预测倒谱和动态时间归正技术的特定人孤立语音识别系统。20 世纪 80 年代后语音识别研究进一步走向深入，其显著特征是隐马尔可夫模型和人工神经元网络(ANN)在语音识别中的成功应用。1988 年美国卡内基梅隆大学运用向量量化和隐马尔可夫模型技术研制出了非特定人、大词汇量、连续语音识别系统——SPHINX 系统，它可以理解由 1000 个单词构成的 4200 个句子，被认为是语音识别历史上的一个重要里程碑。进入 20 世纪 90 年代，随着多媒体时代的来临，迫切要求语音识别系统从实验室走向实用。许多发达国家如美国、日本、韩国以及 IBM、APPLE、AT&T、NTT 等著名公司都为语音识别系统的实用化开发研究投以巨资。我国从 20 世纪 70 年代后期开展研究，从引进国外理论技术入手，移植到汉语和结合汉语特点进行研究，取得了不少成果并逐步形成了“汉语语音识别”学科。

11.2.2 语音识别的基本原理

在语音识别中，一般并不是直接对语音信号进行匹配处理，而是提取有效的特征参数来进行匹配比较。所谓有效的特征参数是指能有效区分语音的参数。其次是进行模式匹配以进行类别划分。同时利用时间配准以避免语速等因素的影响。

根据对说话人说话方式的要求，可以分为孤立字语音识别系统、连接字语音识别系统以及连续语音识别系统。根据对说话人的依赖程度可以分为特定人和非特定人语音识别系统。根据词汇量大小，可以分为小词汇量、中等词汇量、大词汇量以及无限词汇量语音识别系统。不同的语音识别系统，虽然具体实现细节有所不同，但所采用的基本技术相似，一个典型语音识别系统的实现过程如图 11-1 所示。

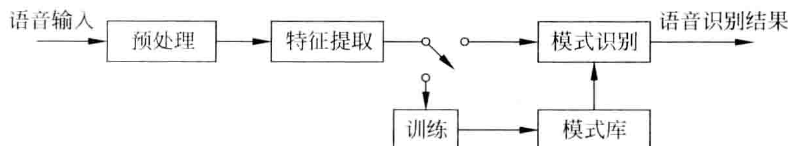


图 11-1　语音识别系统基本原理框图

1. 语音信号预处理

包括语音信号采样、反混叠带通滤波、去除个体发音差异以及由设备、环境引起的噪声影响等,并涉及语音识别基元的选取和端点检测问题等。

2. 语音特征提取

用于提取语音中反映本质特征的声学参数,如平均能量、平均跨零率、共振峰等。

图11-2给出了特征空间中模式类别的示意图,其中选择了两个特征参数和三个不同的模式,以表示模式A、模式B和模式C在二维空间的分布。在语音识别中每个模式可以表示为一个人多次发同一音,或多个人发同一音时特征参数的分布。

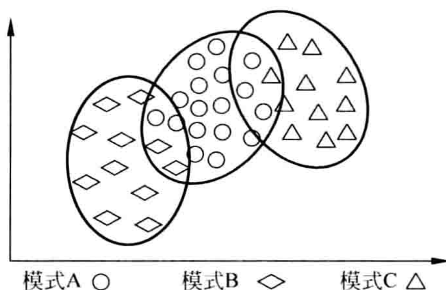


图11-2 特征空间中模式类别示意图

如果各个模式之间有明确的分界线,而且能找到这个分界线,则称这些模式之间完全可分的,否则就不是完全可分的。根据各个模式之间重叠部分的大小,也可以定义可分性的优劣。为了提高模式之间的可分性,必须考虑如下三个因素:

(1) 词汇语音差别。不同的词汇之间可分性差异很大,对于有限词汇语音识别问题,我们可以挑选语音差异较大的词汇进行识别。

(2) 特征参数的选择。特征参数选择的好坏直接影响各个模式在特征空间的分布,所以应该选择能有效区分各个模式的特征参数。在一般情况下,增加特征参数会增强模式可分性。

(3) 发音稳定性。如果同一人在不同时刻的发音差异很大,或不同人对同一词汇发音差异很大,都会对语音识别带来困难。

3. 训练

在识别之前通过让讲话者多次重复语音,从原始语音样本中去除冗余信息,保留关键数据,再按照一定规则对数据加以聚类,形成模式库。

如果训练只进行一次就建立标准模板,则有可能使得可分性变差。如果训练进行多次,并取平均值作为标准模板,则会提高模式的可分性,使得错判率降低。

如果把训练多次的特征参数都作为标准模板,则模式可分的情况会大大改善,但存储量将大大增加。对各个模式建立标准模型是模式划分的另外一个途径。隐

马尔可夫模型和神经网络模型都属于此类模型。模型的确定决定了判决分界线(在多维空间中是判决分界平面或超平面)的确定。图 11-3 说明采用标准模板进行模式划分的概念。

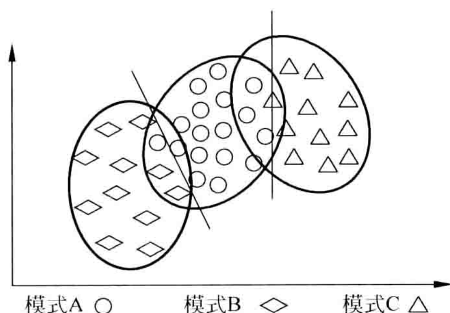


图 11-3　采用标准模板进行模式划分

在特征参数取足够多使模式之间完全可分时，如何建立模型将是模式分类要解决的关键问题。由于隐马尔可夫模型对各个模式单独进行训练，不容易达到最佳划分，而神经网络对各个模式同时进行训练，容易达到最佳划分。但是，神经网络存在泛化能力差的特点，即在一组样本训练下对另外一组样本的分类结果的推广能力较差。近年来发展起来的支持向量机(SVM)有更好的分类能力。

4. 时间配准

由于发音快慢、长短的变化，对模式匹配带来困难。在建立标准模板时，需要考虑动态时间规正技术的时间配准方法。在建立标准模型的语音识别时，隐马尔可夫模型是一种很好的时间配准方法。但它们都存在共同的缺点，即待识别语音与其他模式匹配时，在时间配准上存在困难。根据汉语一字一音和发音相对稳定的特点，近年来提出了一系列按语音特点变化缓急分块时间配准方法，取得好的效果。对于连续语音识别，时间配准更是避免丢字和多字错误识别的重要问题。

5. 模式匹配

这是整个语音识别系统的核心，它是根据一定规则(如某种距离测度)以及专家知识(如构词规则、语法规则、语义规则等)，计算输入特征与库存模式之间的相似度(如匹配距离、似然概率)，以判断输入语音的语意信息。

11.2.3　语音识别中的特征提取

语音信号是一种典型的非平稳信号，特性随时间在变化，这样对于长周期的信号处理带来困难。但是，在 5～50ms 范围的短时间内，可以视为一个平稳信号，因而可采用传统的频谱分析方法进行处理。为此，把语音信号分割成许多短时段，称为

语音帧；通常帧之间有一定的交叠，以保证帧间平滑过渡，使得语音信号连续。对每一帧处理的结果是一个数组，并形成时间序列$\{s_k\}$，用于描述语音信号。

对语音信号$\{s_k\}$的分析，首先假定有一个声道模型

$$\mathcal{Z}(s_k)=H(z)\,\mathcal{Z}(i_k) \tag{11.2.1}$$

式中i_k表示音源激励信号，$\mathcal{Z}(s_k)$，$\mathcal{Z}(i_k)$分别表示$\{s_k\}$和$\{i_k\}$的z变换(参见3.6.2小节)，而$H(z)$表示声道离散传递函数，并假定系统的传递函数符合全极点数字滤波器的形式

$$H(z)=\frac{1}{1-\sum_{i=1}^{p}a_i z^{-i}} \tag{11.2.2}$$

这个声道离散传递函数反映的是从喉到嘴唇这个发音腔对语音的传递特性，能本质反映个性语音特征。

在语音数字信号处理中，可以用线性预测分析算法来估计这个全极点模型的参数，即假定k时刻的语音信号可以用以前若干时刻信号的线性组合来表示，其一步提前预测值为

$$\hat{s}_k=\sum_{i=1}^{p}a_i s_{k-i} \tag{11.2.3}$$

预测误差是

$$\varepsilon_k=s_k-\hat{s}_k=s_k-\sum_{i=1}^{p}a_i s_{k-i} \tag{11.2.4}$$

一帧内预测误差的平方和的期望值是

$$E(\varepsilon_k^2)=E\left[s_k-\sum_{i=1}^{p}a_i s_{k-i}\right]^2 \tag{11.2.5}$$

令预测误差的平方和的期望值最小，即可求得参数a_i的估计$\hat{a}_i$。

但是，参数a_i未必能有很高的可分性。经过实验研究，有一类特征参数称为线性预测倒谱系数(LPCC)，对语音识别有重要的应用价值。因为篇幅的限制，本节只介绍这一种特征的提取。

考虑图11-4线性预测倒谱系数求取的程序，即利用同态处理方法，通过对线性预测分析技术(LP)系数求快速离散傅里叶变换(FFT)，然后取对数，再求快速离散傅里叶反变换(IFFT)，即可得到线性预测倒谱系数。

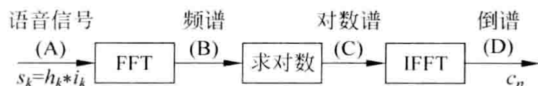


图11-4 线性预测倒谱系数求取

为说明这个处理过程，设经快速离散傅里叶变换之后变换成频谱信号，再令

$$\hat{H}(z)=\ln H(z)=\sum_{n=1}^{\infty}c_n z^{-n} \tag{11.2.6}$$

表示声道的对数谱特性，c_n 就是 h_k 的复倒谱系数 LPCC。

将 $H(z)$ 代入式(11.2.6)，并且两边对 z^{-1} 求导得

$$\left(1-\sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k}\right)\sum_{n=1}^{\infty} n c_n z^{-n+1} = \sum_{k=1}^{p} k a_k z^{-k+1} \tag{11.2.7}$$

令对应项相等，可以得到

$$\begin{cases} c_0 = 0 \\ c_1 = a_1 \\ c_n = a_n + \sum_{k=1}^{n-1}\left(1-\dfrac{k}{n}\right) a_k c_{n-k}, \quad 1 \leqslant n \leqslant p \\ c_n = \sum_{k=1}^{p}\left(1-\dfrac{k}{n}\right) a_k c_{n-k}, \quad n > p \end{cases} \tag{11.2.8}$$

实验表明，低阶倒谱系数对整个频谱的斜率很敏感，而高阶倒谱系数对噪声很敏感。为了减小这种敏感性，需要对倒谱系数进行加权处理。其他方法如 MEL 倒谱系数 MFCC 的提取方法以及与线性预测倒谱系数的比较不再讨论。

11.2.4　语音训练与识别

语音识别的核心是语音模板的训练和最终识别。语音识别的问题本质上是模式分类的问题，常用的分类器有：基于贝叶斯规则的分类器、基于隐马尔可夫模型的分类器、基于动态时间规整模型的分类器、基于混合高斯模型(MGM)的分类器，以及基于人工神经网络的分类器等。

模型训练是指按照一定的准则，从大量已知模式中获取表征该模式本质特征的模型参数，而模式匹配则是根据一定准则，使未知模式与模型库中的某一个模型获得最佳匹配。动态时间归正技术是较早的一种模式匹配和模型训练技术，它应用动态规划方法成功解决了语音信号特征参数序列比较时面临时长不等的难题，在孤立词语音识别中获得了良好性能。但因其不适合连续语音大词汇量语音识别系统，目前已被隐马尔可夫模型和人工神经网络替代。

隐马尔可夫模型是语音信号时变特征的有参表示法。它由相互关联的两个随机过程共同描述信号的统计特性，其中一个是隐蔽的(不可观测的)具有有限状态的马尔可夫链，另一个是与马尔可夫链的每一状态相关联的观察矢量的随机过程(可观测的)。隐马尔可夫链的特性要靠可观测到的信号特征揭示。这样，语音等时变信号某一段的特征就由对应状态观察符号的随机过程描述，而信号随时间的变化由隐马尔可夫链的转移概率描述。模型参数包括隐马尔可夫模型拓扑结构、状态转移概率及描述观察符号统计特性的一组随机函数。

人工神经网络在语音识别中的应用是现在研究的又一热点。人工神经网络本质上是一个自适应非线性动力学系统，模拟了人类神经元活动的原理，具有自学、联想、对比、推理和概括等能力。这些能力是隐马尔可夫模型所不具备的，但人工神经

网络又不具有隐马尔可夫模型的动态时间归正性能。因此,现在已有人研究如何把二者的优点有机结合起来,从而提高整个模型的鲁棒性。

以下只简单介绍基于贝叶斯规则分类的连续语言识别问题,即以字或词输入并组成有实际意义的句子,识别的目的是求解如下问题

$$\hat{W}=\arg\max_{W}P(W\mid A) \tag{11.2.9}$$

式中 A 表示语音的声学信号,W 表示句子或词序列;而$\hat{W}$就是从众多候选结果中得到的识别结果。

根据贝叶斯公式,有

$$P(W\mid A)=\frac{P(A\mid W)P(W)}{P(A)} \tag{11.2.10}$$

则式(11.2.9)可以改写成

$$\hat{W}=\arg\max_{W}\frac{P(A\mid W)P(W)}{P(A)}=\arg\max_{W}[P(A\mid W)P(W)] \tag{11.2.11}$$

这是因为在 A 给定的情况下选择 W,所以 $P(A)$与 W 无关。由式(11.2.11)可以看出,$P(A|W)$是由声学模型匹配计算得到的概率,而 $P(W)$则是由语言模型得到的先验概率。图 11-5 给出了基于贝叶斯规则的语音识别模型,即含有语言模型的语音识别系统。

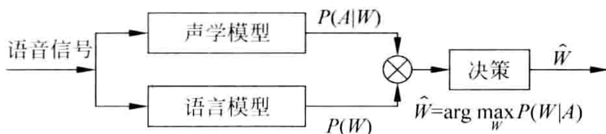


图 11-5 含有语言模型的语音识别系统结构图

例如,对于一个词汇表为 89 个词的火车订票和信息查询连续语音识别系统,如果不利用语言模型,则对每个可能的词串,$P(W)$都相同,此时

$$\hat{W}=\arg\max_{W}P(A\mid W) \tag{11.2.12}$$

因为每个词可能在词串的任意位置出现,则由 89 个词组成长度为 10 的词串个数是 $|W|=89^{10}=3.118\times10^{19}$,需要搜索其中的最大 $P(A|W)$值很费时间和存储空间。如果采用语言模型,即选用有实际意义的词串组成句子,则句子数将比可能的词串数少得多,利用有限态文法引导合法句子将会使搜索个数显著减少。

11.2.5 应用展望

语音识别是一种赋能技术,现有的很多人机交互界面都可能通过补充语音识别功能而得到改善。语音识别技术可以把费脑、费力、费时的机器操作变成一件很容易且有趣味性的事情,在许多“手忙”、“手不能用”、“手不能及”、“懒得动手”的场景中,包括像驾驶室、危险工业场合、家电控制等方面,高识别率的语音识别系统将会

使人的工作和生活更加方便。高识别率语音识别技术将会使社会各个阶层的人享受到更多的社会信息资源和现代化服务,提高整个社会的信息化程度。

高识别率语音识别技术还将推动机器人智能技术的发展,由于机器人本来就要配置视觉系统和听觉系统,高效的语音识别系统将大大提高人与机器交互的能力。

11.3　文字识别系统

11.3.1　文字识别的基本概念

文字识别也是一种典型的模式识别问题,而且是非常活跃的模式识别研究的分支。所谓文字识别,就是利用计算机对包括数字、文字(汉字、英文字母等)、专用符号等字符的识别技术。

以汉字识别为例,仅仅《康熙字典》就包括了大约 5 万个汉字,而且又包含不同的字体(楷体、宋体等)、不同的书写或印刷格式(手写、影印、铅印等)。由于汉字数量众多,汉字识别问题属于超多类模式集合的分类问题。目前文字识别技术按照字体的不同可以分为:单体印刷体汉字识别、多体印刷体汉字识别、手写印刷体汉字识别、特定人手写体汉字识别、非特定人手写体汉字识别等。

根据应用情况的不同汉字识别具体又分为印刷体汉字识别和手写体汉字识别。手写体汉字识别又分成两种:在线手写体识别和离线手写体识别。印刷体汉字识别和离线手写体识别通常通过扫描仪把已经印刷或写在纸上的文字输入到计算机中,作为一幅图像存储在计算机的存储器中,然后根据需要对这些图像做图像处理,从中提取用于识别的特征。

汉字识别技术涉及模式识别、图像处理、人工智能、模糊数学、组合论、信息论、计算机等多个学科,也涉及语言文字学和心理学等学科,是一门综合性的技术。本章不涉及图像处理的具体内容和技术,仅仅以印刷体汉字识别来讨论文字识别问题。

汉字识别系统包括预处理、特征提取、识别和集成四大部分。由于汉字数目巨大,采用直接识别有很大困难,因此需要采用多级分类策略,即利用多分类器按汉字所属类别逐级进行分类,然后进行最终决策,得到识别结果,如图 11-6 所示。

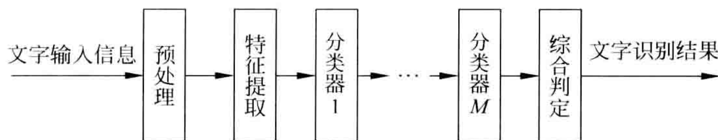


图 11-6　文字识别系统的基本结构

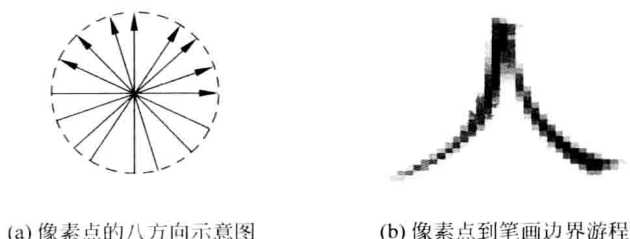
关于文字的预处理与一般图像处理的过程大致相同,此处不再详述。

11.3.2　汉字识别中的特征提取

1. 汉字的游程统计分布特性

汉字的游程统计分布可以反映汉字内部笔画结构的分布情况,对汉字特征提取和汉字压缩编码都具有重要意义。游程是指在同一方向上,宽度为一个像素的扫描线条的长度。由笔画像素组成的黑游程长度记为BRL,由背景像素组成的白游程长度记为WRL。

为了对汉字游程分布有一个大概的了解,对8个离散方向(0°,20°,45°,70°,90°,110°,135°,160°)40×40点阵的汉字进行了游程分布统计。图11-7给出了像素点到笔画边界游程的示意图。



(a) 像素点的八方向示意图　　(b) 像素点到笔画边界游程

图11-7　像素点到笔画边界游长

不同角度的平均黑游程长度列于表11-1中。由表中的数字可以看出,横竖方向的黑游程比其余方向长,这是因为汉字横竖笔画再现频率高。以水平方向为例,黑游程长度(BRL)大多是1～5个像素,白游程长度(WRL)则大多是1～15个像素。当游程长度增加时,其出现概率迅速下降。目前用于传真机的游程编码采用水平扫描,即在水平方向进行游程计算,所以对汉字的压缩比不高。在水平方向82%的黑游程长度小于等于4,这部分游程主要是由横以外的笔画如竖、撇、捺等产生的。

表11-1　不同角度黑游程平均长度

离散方向	0°	90°	45°	135°	70°	110°	20°	160°
黑游程平均长度(像素数)	4.159	4.470	2.677	2.937	3.445	3.517	2.261	3.348

每种笔画在汉字中出现的频率是不同的。据统计,横为28%,竖为18%,撇占15%,点、捺为13%,折为7%,其他为19%。要使用图像处理技术自动把汉字中的每种笔画都准确地提取出来,目前还有很大困难,但是提取横、竖、撇、捺笔画是可能的。采用已有的图像处理算法,对48×48点阵的国际两级汉字(6763个)提取了四种笔画,并统计了整个两级汉字的笔画分布情况。

令N_S,N_H,N_V,N_L,N_R分别表示一个字的笔画总数、横笔画总数、竖笔画总数、撇笔画总数和捺笔画总数。而L_H,L_V,L_L,L_R分别表示横笔画长度、竖笔画长度、撇

笔画长度和捺笔画长度(以像素为单位)。笔画数目的分布,如图 11-8 所示。图中所示汉字笔画总数的分布近似正态分布,均值为 15.169,标准差为 4.577。根据正态分布性质,可以计算出笔画少于 7 画的大约只占 2.5%～3%,97%以上的字由 8 画以上的笔画组成,由此说明汉字的结构是很复杂的。

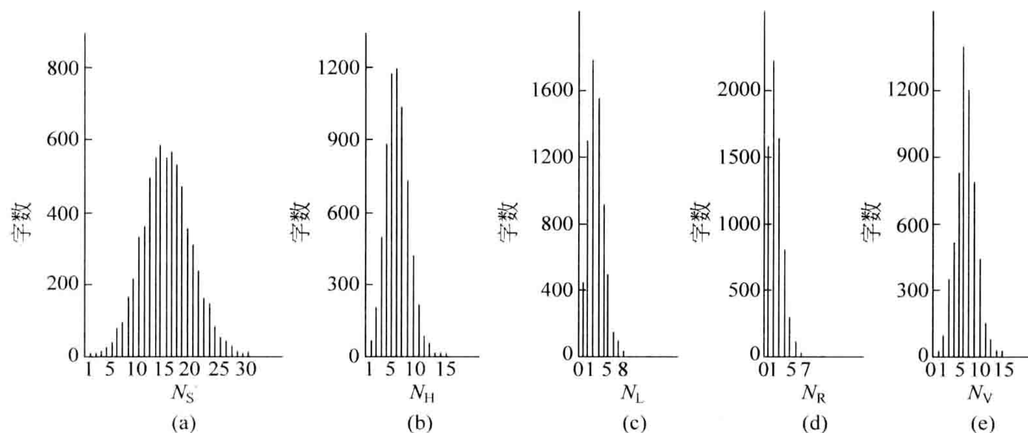


图 11-8 印刷体汉字笔画直方图

所提取的横、竖、撇、捺笔画,从图中可以看出都是普遍地在汉字中出现,具有横笔画的字占 6763 个汉字的 99.8%;具有竖笔画的字为 99.85%;具有撇笔画的字为 93.5%;具有捺笔画的字为 76.5%。汉字的笔画种类并不多,但按不同的相互关系构成多种复杂结构而形成成千上万个汉字。因此,在选用汉字特征时,不仅仅要利用笔画,如果能够在利用笔画的同时选用笔画组成的结构,则会大大提高特征的分类效率。

四种笔画在汉字中出现的频率是有很大差别的。其中横笔画占 39.51%,竖笔画占 33.94%,撇笔画占 16.77%,捺笔画占 9.78%。这一结果与以前人工统计的结果有所不同。其主要原因是按图像处理算法会把“折”分解成横和竖分别提取出来。根据这一结果,横竖笔画使用频率最高,共占约 3/4。因此,以横竖笔画为主选择局部特征和端结点特征是合理的。图 11-9 是笔画的长度分布,横竖笔画长度分布不同于撇捺笔画长度分布,撇捺笔画数目随长度的增长迅速下降,而横竖笔画的数目随笔画长度增长的变化较慢。因为汉字中许多大框架都是由横竖笔画构成的,如“国、盎、朴”等。所以选取横竖笔画作边框的关键笔画是合理的。

2. 文字的归一化处理

把文字输入计算机在提取特征前通常需要进行文字归一化处理。归一化有位置归一化、大小归一化以及笔画粗细归一化。本节只讨论位置归一化和大小归一化。

为了消除汉字点阵位置上的偏差,需要把整个汉字点阵图形移动到规定的位置上,这个过程称为位置归一化。有两种简单的位置归一化方法:一种是基于质心的

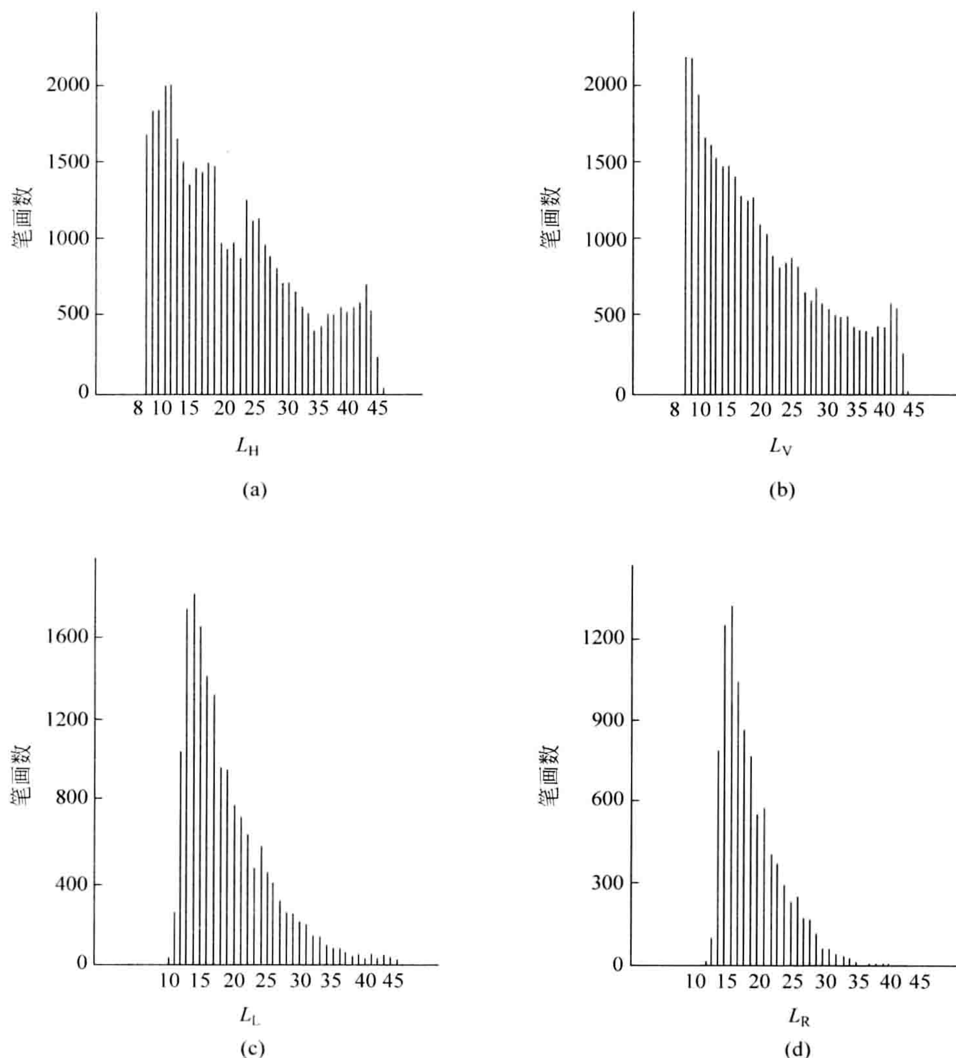


图 11-9　印刷体汉字笔画长度直方图

位置归一化方法,另一种是基于文字外边框的位置归一化。基于质心的位置归一化方法需要首先计算文字的质心,然后再把质心移动到指定的位置上来。基于文字外边框的位置归一化需要首先计算文字的外边框,并找出中心,然后把文字中心移动到指定的位置上来。基于质心的位置归一化方法抗干扰能力强。

对不同大小的文字变换,使之成为同一尺寸大小的文字,这个过程称为大小归一化。通过大小归一化,就可以识别混排不同字号的文字。常用的大小归一化方法也有两种:一种是将文字的外边框按比例线性放大或缩小为规定尺寸的文字,另一种是根据水平和垂直两个方向文字黑像素的分布进行大小归一化。对于后一种归一化方法,先计算文字的质心 G_I 和 G_J

$$\begin{cases} G_{\mathrm{I}} = \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} i \cdot c(i,j) \Big/ \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} c(i,j) \\ G_{\mathrm{J}} = \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} j \cdot c(i,j) \Big/ \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} c(i,j) \end{cases} \tag{11.3.1}$$

式中 $c(i,j)=1$ 表示该像素点为文字黑像素点，$c(i,j)=0$ 表示该像素点为背景；A，B，L，R 分别表示文字的下、上、左、右边界。而水平和垂直方向的散度是 σ_{I}^2 和 σ_{J}^2

$$\begin{cases} \sigma_{\mathrm{I}}^2 = \sum_{i=A}^{B}\left[\sum_{j=L}^{R} c(i,j)\right] \cdot (i-G_{\mathrm{I}})^2 \Big/ \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} c(i,j) \\ \sigma_{\mathrm{J}}^2 = \sum_{j=L}^{R}\left[\sum_{i=A}^{B} c(i,j)\right] \cdot (j-G_{\mathrm{J}})^2 \Big/ \sum_{i=A}^{B}\sum_{j=L}^{R} c(i,j) \end{cases} \tag{11.3.2}$$

最后按比例将文字线性放大或缩小成规定散度的点阵。

3. 印刷体汉字的特征提取

印刷体汉字识别的关键是特征提取，与其他模式识别问题不同的是，能准确地知道哪些特征能够将不同的汉字区别开来。但是，由于在汉字图像处理过程中的困难，使得人们无法得到所需的所有特征。因此就要研究哪些特征比较具有分类价值，同时又比较容易通过程序计算得到。在寻找汉字特征时，还要考虑特征对字体的不同、汉字大小的不同及噪声的影响等因素的不敏感性。下面描述在印刷体汉字识别中的特征。

(1) 复杂指数。文字在 x 和 y 方向的复杂指数分别定义为

$$c_{\mathrm{x}} = \frac{L_{\mathrm{y}}}{\sigma_{\mathrm{x}}}, \quad c_{\mathrm{y}} = \frac{L_{\mathrm{x}}}{\sigma_{\mathrm{y}}} \tag{11.3.3}$$

式中 L_{x}，L_{y} 分别是 x 和 y 方向上黑像素的总数，而 σ_{x}，σ_{y} 分别是 x 和 y 方向上的质心二次矩的平方根，即

$$\begin{cases} \sigma_{\mathrm{x}} = \left[\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}(i-G_{\mathrm{I}})^2 c(i,j) \Big/ \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M} c(i,j)\right]^{1/2} \\ \sigma_{\mathrm{y}} = \left[\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}(j-G_{\mathrm{J}})^2 c(i,j) \Big/ \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M} c(i,j)\right]^{1/2} \end{cases} \tag{11.3.4}$$

式中 N，M 分别是 x 和 y 方向上的点阵个数。复杂指数反映了文字在 x 和 y 方向上的复杂程度，对文字位置和大小不敏感。

(2) 四边码。从文字四周边框开始，向内取适当宽度，以此宽度分割出文字四周的四个部分。根据每一个部分中含有文字黑像素的多少分为四级编码(0,1,2,3)。如图 11-10 所示的“昨”，根据每个小框含黑像素的多少其四边码为“0102”。

四边码特征对文字的断线有较强的适应性。

(3) 粗外围特征。粗外围特征抽取的过程为：先求出文字的外边框，再把 $p\times q$ 点阵文字分割成 $n\times n$ 份，n 通常取 8。

从文字四边框各向对边扫描，计算最初与文字笔画相碰的非文字部分的面积和

全部面积之比作为一次粗外围特征 p_{1i}，$i=1,2,\cdots,4n$，再将第二次与文字笔画相碰的非文字部分面积和全部文字面积之比作为二次粗外围特征 p_{2i}，$i=1,2,\cdots,4n$，形成 $8n$ 维的特征向量，见图 11-11。

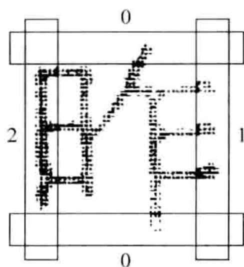


图 11-10　汉字四边码

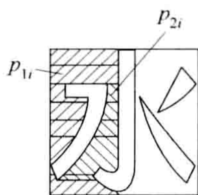


图 11-11　粗外围特征

一次粗外围特征反映了文字轮廓特征，二次粗外围特征在某种程度上反映了文字内部结构。

(4) 粗网格特征。把加框的 $p\times q$ 点阵文字分割成 $n\times n$ 份，n 通常取 8，取每份中黑像素数对整个文字黑像素数的比例，将所有 $n\times n$ 值排成一列而形成 n^2 维特征向量。

粗网格特征体现了文字整体形状的分布，但该特征抗笔画位置干扰的能力差。

(5) 笔画密度特征。在加框的 $p\times q$ 点阵中，向不同的方向投影，对文字黑像素的个数做累加计算，形成笔画密度直方图。通常取水平、垂直、45°和 135°四个扫描方向，每个方向取 n(通常 $n=16$)个值作为特征，形成 $4n$ 维特征向量，见图 11-12。

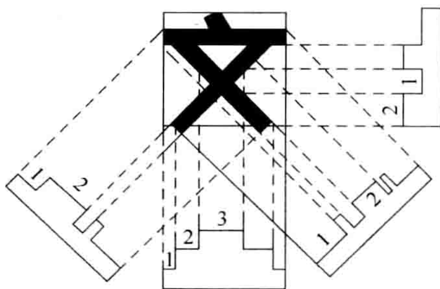


图 11-12　笔画密度特征

这种从文字四个方向抽取的笔画密度特征称为四方向笔画密度特征。它不但对印刷体汉字分类有较好的效果，对手写印刷体汉字分类也具有参考价值。

(6) 汉字特征点。一个汉字的笔画上和背景中的关键点是汉字结构的一种本质字形特征。汉字基本由直线笔画构成，是一种直线型文字。在一幅二值化图像中，汉字信息绝大部分集中在汉字骨架上，而汉字骨架信息又大多集中在若干特征点上。一旦确定笔画特征点，根据若干连接规则，汉字笔画以及结构形状就可以确定。

一个汉字图形的背景部分，也包含了区别于其他汉字的丰富信息。在背景部分选取关键点(称为关键背景点)，也可以有效地区分其他汉字。对笔画少的汉字，选取关键背景点尤其重要。实际上，笔画少的文字和其他文字的主要区别信息是在背景上。

汉字笔画特征点可以取端点、折点、歧点和交点。端点是笔画的起(或终)点且

不与别的笔画相接；折点是笔画方向出现显著变化的点；歧点是三叉点，要求其中两个笔段分支方向相同；交点是四叉点且有两对相等的对顶角，如图 11-13 所示。

汉字特征点反映了汉字结构特征。和统计特征相比，汉字中非结构信息（如笔画粗细、字形位置变动、少量旋转等）的不稳定性，从理论上讲对汉字特征点的提取没有影响。所以用特征点来识别汉字，可以增加抗噪声能力，提高实用性。

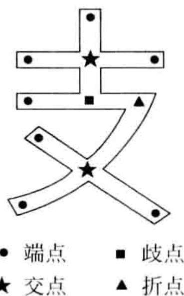
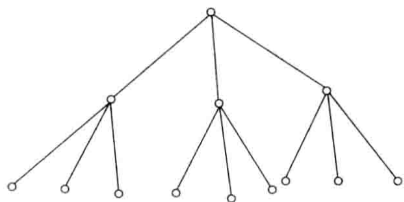


图 11-13　笔画特征点

通常情况下，要提取笔画的特征点，首先要对文字进行图像处理，将文字的笔画变细，这个过程叫做细化。因此该方法对图像处理技术提出了较高的要求。如果文字图像处理得不够理想，会影响到该方法的效果。

11.3.3　汉字识别中的分类与判决

得到汉字的特征信息之后，就是如何进行分类以识别究竟是哪个汉字。由于汉字数量大，如果不进行分类而直接识别，不仅计算量很大，而且识别效果也不会好。所以，汉字识别通常都要对汉字进行一级或多级分类，然后再细分判别，从而大大提高识别效率。图 11-14 给出了汉字识别的多级分类层次结构示意图。


图 11-14　汉字识别的多级层次分类

分类问题直接与特征提取有关，不同的特征提取决定了不同的分类方法。

人们可以选择具有互补特性的 N 个特征共同作为分类的特征，称为复合特征分类。当采用复合特征分类时，在学习阶段，要对训练样本进行 N 次互不相关的分类，然后组合 N 次分类结果，完成特征空间的划分。因为特征互补，综合时候选集就会变小。因为 N 次分类不相关，所以可并行处理。但字数多时，每种特征要针对多字数进行分类，效果就变差。

人们可以考虑另外一种分类方法即多级分类。在学习阶段，对训练样本要进行多级分类，每一级分类是在上级分类基础上进行的，分类时重复上述多级分类过程。采用决策分类树的分类是典型的多级分类。树分类具有效率高的特点，近年来在汉字识别中得到运用。但是汉字字数多造成分类树结构庞大，错分率累加，使得分类不够稳定。

模式分类是模式识别的共同问题，此处不再详加讨论。

在分类的基础上，需要选择适当的判决准则，以判别待识别文字特征与哪个类别的特征最接近，常用的判决准则是如下距离函数

$$d(\boldsymbol{x},\boldsymbol{G}) = \sum_{i=1}^{m} | x_i - g_i | \tag{11.3.5}$$

或

$$d(\boldsymbol{x},\boldsymbol{G}) = (\boldsymbol{x}-\boldsymbol{G})^{\mathrm{T}}\Sigma^{-1}(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{G}) \tag{11.3.6}$$

式中 $\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_m]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{G}=[g_1,g_2,\cdots,g_m]^{\mathrm{T}}$ 分别是识别文字的特征向量和类模板的特征向量。还有其他的距离函数就不再介绍。

11.4　目标识别

11.4.1　目标识别问题的一般描述

目标识别是现代信息技术应用最具吸引力的领域之一，尤其在军事应用领域。在现代战争中，信息主导权是影响战略全局的关键因素，而成像侦察和目标识别则是获取信息的主要方式。最初的目标识别主要依赖于图像信息，而随着成像侦察获取数据手段的日益增多，从最初的单一可见光传感器(摄像机)发展到现在的多光谱、前视红外(FLIR)、毫米波(MMW)雷达、合成孔径雷达(SAR)、高光谱等多种传感器系统。MMW雷达有较高的抗衰减能力，SAR可全天候获得图像，而红外成像传感器只对目标场景的辐射敏感，而对场景的亮度变化不敏感。可见光成像传感器只敏感于目标场景的反射，而与目标场景的热对比度无关。不仅如此，随着信息技术的发展，目标识别也利用其他信息，包括声音信息、地震数据信息等。图11-15给出了利用多源信息进行目标识别的示意图，其中敌方目标是一架起飞的飞机，我方需要判定敌方的目标属性(如型号、运动方向等)。我方获取的信息包括光谱信息、远红外图像、视频图像、地震数据等。目的就是利用这些信息对目标进行识别。

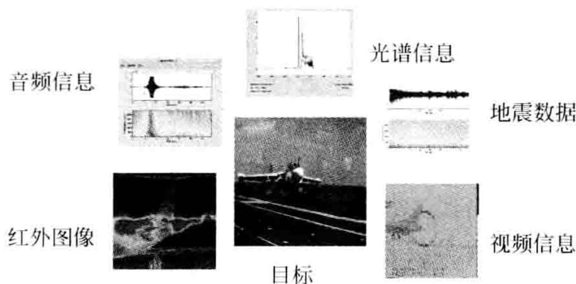


图11-15　利用多源信息的目标识别

目标识别属于模式识别问题，只是因为目标属性变化很大，识别问题变得更加困难。类似地，我们首先需要获取有关目标的各种信息，然后进行特征提取，基于特征进行模式识别。此处需要强调的是，鉴于目标识别的复杂性，近年来急速发展的多源信息融合技术日益成为目标识别的强大工具。

在目标识别领域，由于接收的信息主要是图像信息，所以本节将主要介绍基于图像信息的目标识别；其次也介绍其他信息用于目标识别以及有关多源信息融合用于目标识别的问题。

11.4.2　目标特征提取

1. 目标形体的不变矩特征提取

矩函数在图像分析中有着广泛的应用，如模式识别、目标分类、目标识别与方位估计等。一个从一幅数字图像中计算出来的矩量，通常描述了该图像形状的全局特征，并提供大量的关于该图像不同类型的几何特征信息。图像矩的这种特性描述能力被广泛应用于各种图像处理、计算机视觉和机器人领域的目标识别与方位估计中。由于计算简单，几何矩首先被应用于图像识别中。特征提取与选择的基本任务是研究如何从众多特征中寻找那些对分类识别最有效的特征，从而实现特征空间维数的压缩。以下将主要讨论如何从模式样本的诸多测量值中提取与选择最能有效反映类别属性的特征的主要原则和方法。

设感兴趣的目标在整个数字图像中的区域为 $D=\{(m,n)\}$（有明确边界），其中的灰度分布是 $f(m,n)$，$(m,n)\in D$，其中 (m,n) 是二维图像的像素点坐标；在此区域内的目标原点矩 r_{pq} 和中心矩 μ_{pq} 分别定义为

$$\begin{cases} r_{pq} = \sum\limits_{(m,n)\in D} m^p n^q f(m,n) \\ \mu_{pq} = \sum\limits_{(m,n)\in D} (m-\bar{m})^p (n-\bar{n})^q f(m,n) \end{cases} \quad p,q=0,1,2,\cdots \tag{11.4.1}$$

式中 p,q 为矩的方次，而 $(\bar{m},\bar{n})$ 是灰度质心，定义为

$$\begin{cases} \bar{m} = r_{10}/r_{00} \\ \bar{n} = r_{01}/r_{00} \end{cases} \tag{11.4.2}$$

这样，规格化的中心矩定义为

$$\eta_{pq} = \mu_{pq}/\mu_{00}^{r}, \quad r=\frac{p+q}{2}+1, \quad p+q=2,3,\cdots \tag{11.4.3}$$

利用上述定义，学者们研究得到如下 7 个矩函数，这些矩函数具有不变性，即不随着图像对象的平移、旋转、尺度缩放而改变。这些矩函数是

$$\begin{cases} \phi_1 = \eta_{20}+\eta_{02} \\ \phi_2 = (\eta_{20}-\eta_{02})^2+4\eta_{11}^2 \\ \phi_3 = (\eta_{30}-3\eta_{12})^2+(\eta_{03}-3\eta_{21})^2 \\ \phi_4 = (\eta_{30}+\eta_{12})^2+(\eta_{03}+\eta_{21})^2 \\ \phi_5 = (\eta_{30}-3\eta_{12})(\eta_{30}+\eta_{12})[(\eta_{30}+\eta_{12})^2-3(\eta_{03}+\eta_{21})^2] \\ \qquad +(3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{21}+\eta_{03})[3(\eta_{30}+\eta_{12})^2-(\eta_{03}+\eta_{21})^2] \\ \phi_6 = (\eta_{20}-\eta_{02})[(\eta_{30}+\eta_{12})^2-(\eta_{03}+\eta_{21})^2]+4\eta_{11}(\eta_{30}+\eta_{12})(\eta_{03}+\eta_{21}) \\ \phi_7 = (3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{30}+\eta_{12})[(\eta_{30}+\eta_{12})^2-3(\eta_{03}+\eta_{21})^2] \\ \qquad +(3\eta_{12}-\eta_{30})(\eta_{21}+\eta_{03})[3(\eta_{30}+\eta_{12})^2-(\eta_{03}+\eta_{21})^2] \end{cases} \tag{11.4.4}$$

以上称为 Hu 不变矩。

进而,设想将原来图像的灰度增大 k 倍后变为 $f'(m,n)$,$(m,n)\in D$,即

$$f'(m,n)=kf(m,n) \tag{11.4.5}$$

根据中心矩定义知,$\mu'_{pq}=k\mu_{pq}$,从而规格化中心矩为

$$\eta'_{pq}=\frac{\mu'_{pq}}{(\mu'_{00})^r}=\frac{k\mu_{pq}}{(k\mu_{00})^r}=\frac{1}{k^{r-1}}\frac{\mu_{pq}}{\mu_{00}^r}=\frac{1}{k^{r-1}}\eta_{pq} \tag{11.4.6}$$

因为 $r=(p+q)/2+1$,所以

$$\eta'_{pq}=\frac{1}{k^{(p+q)/2}}\eta_{pq} \tag{11.4.7}$$

从而可以得到 Hu 不变矩经灰度增大 k 倍后的变化为

$$\begin{cases}\phi'_1=\dfrac{1}{k}\phi_1, & \phi'_2=\dfrac{1}{k^2}\phi_2, & \phi'_3=\dfrac{1}{k^3}\phi_3, & \phi'_4=\dfrac{1}{k^3}\phi_4,\\ \phi'_5=\dfrac{1}{k^6}\phi_5, & \phi'_6=\dfrac{1}{k^4}\phi_6, & \phi'_7=\dfrac{1}{k^6}\phi_7\end{cases} \tag{11.4.8}$$

由此可以构造出另外的 6 个不变矩

$$\begin{cases}\psi_1=\phi_2/\phi_1^2, & \psi_2=\phi_3/\phi_1^3, & \psi_3=\phi_4/\phi_1^3\\ \psi_4=\phi_5/\phi_1^6, & \psi_5=\phi_6/\phi_1^4, & \psi_6=\phi_7/\phi_1^6\end{cases} \tag{11.4.9}$$

这些矩同时对图像对象的平移、旋转、尺度缩放和对比度变化具有不变性,称为 RSTC 不变性。

根据不变矩类似的构造方法,还可以构造如下不变矩

$$\begin{cases}\phi_8=\eta_{11}[(\eta_{30}+\eta_{12})^2-(\eta_{03}+\eta_{21})^2]-(\eta_{20}-\eta_{02})(\eta_{30}+\eta_{12})(\eta_{03}+\eta_{21})\\ \phi_9=[(\eta_{30}-3\eta_{12})(\eta_{30}+\eta_{12})+(3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{03}+\eta_{21})](\eta_{20}-\eta_{02})\\ \qquad +2\eta_{11}[(3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{30}+\eta_{12})-(\eta_{30}-3\eta_{12})(\eta_{03}+\eta_{21})]\\ \phi_{10}=[(3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{30}+\eta_{12})-(\eta_{30}-3\eta_{12})(\eta_{03}+\eta_{21})](\eta_{20}-\eta_{02})\\ \qquad -2\eta_{11}[(\eta_{30}-3\eta_{12})(\eta_{30}+\eta_{12})+(3\eta_{21}-\eta_{03})(\eta_{03}+\eta_{21})]\\ \phi_{11}=\eta_{20}\eta_{02}-\eta_{11}^2\\ \phi_{12}=\eta_{30}^2\eta_{03}^2-6\eta_{30}\eta_{03}\eta_{21}\eta_{12}+4\eta_{30}\eta_{12}^2+4\eta_{21}^2\eta_{03}-3\eta_{21}^2\eta_{12}^2\\ \phi_{13}=\eta_{20}(\eta_{21}\eta_{03}-\eta_{12}^2)-\eta_{11}(\eta_{30}\eta_{03}-\eta_{21}\eta_{12})+\eta_{02}(\eta_{30}\eta_{12}-\eta_{21}^2)\\ \phi_{14}=\eta_{20}^3\eta_{03}^2-6\eta_{20}^2\eta_{11}\eta_{12}\eta_{03}+9\eta_{20}^2\eta_{02}\eta_{12}^2+12\eta_{20}\eta_{11}^2\eta_{21}\eta_{03}+6\eta_{20}\eta_{11}\eta_{30}\eta_{03}\eta_{02}\\ \qquad -18\eta_{20}\eta_{11}\eta_{02}\eta_{21}\eta_{12}-8\eta_{11}^3\eta_{30}\eta_{03}-6\eta_{20}\eta_{02}^2\eta_{30}\eta_{12}+9\eta_{20}\eta_{02}^2\eta_{21}^2\end{cases} \tag{11.4.10}$$

这些矩同时对图像对象的平移、旋转、尺度缩放也有不变性。

还可以定义本原惯量矩

$$I_1=\frac{\phi_1+\sqrt{\phi_2}}{2},\quad I_2=\frac{\phi_1-\sqrt{\phi_2}}{2} \tag{11.4.11}$$

这两个矩也对图像对象的平移、旋转、尺度缩放具有不变性,它们反映的是图像关于本原坐标轴的惯量矩。在此基础上可以定义目标图像的扁度

$$e=\frac{a^2}{b^2}=\frac{\phi_1+\sqrt{\phi_2}}{\phi_1-\sqrt{\phi_2}} \tag{11.4.12}$$

式中 $a=2\sqrt{I_1/\mu_{00}}$，$b=2\sqrt{I_2/\mu_{00}}$ 分别是椭圆的半长轴和半短轴。扁度 e 也具有平移、旋转、尺度缩放的不变性。

正是这些不变性使得处理各种变形了的目标图像才具有一致性。在图像目标识别中，计算不变矩就成为一个重要问题。

基于不变矩的特征量进行目标识别，并不是所有的特征量都一定有效。实际上，每个特征量都有其适用范围。那么，在给定的许多特征中，如何选择与特定目标识别相关的特征而减少相关性小的特征，这是一个要分析讨论的问题。

在实际问题中，不同的特征量往往有不同的量纲，由于各个矩特征值的变化范围不同，数量级差别较大，致使一些小值特征量的作用将被淹没。还有一些特征量之间从根本上缺乏度量的可比性和一致性。对于量纲不同或没有一致语义的情况，为了突出各特征量的作用，应首先对各特征量进行标准化处理以统一量纲，然后再对特征量进行数据处理。

在提取出来的特征量之间可能存在某种程度的相关性。在具有强相关性的特征量之间，这些特征量对分类的作用相近，因此只提取其中的一个特征量即可；在具有弱相关性的特征量之间，就可以利用主成分分析的方式压缩特征量的维数，即用较少的特征代替原来的特征组。

一般说来，模式分类对不同类的区分是因为它们所属类别的特征量在特征空间中处于不同的区域。显然区域重叠的部分越小或完全没有重叠，类别的可分性就越好，因此可以用离差测度来构造类别的可分性判据。

设有 N 个特征模式样本构成的集合 $\omega=\{\boldsymbol{x}_l:l=1,2,\cdots,N\}$，$\boldsymbol{x}_l$ 是模式特征样本向量，分别属于 c 个类别，即 $\omega_i=\{\boldsymbol{x}_k^{(i)}:k=1,2,\cdots,N_i\}$，$i=1,2,\cdots,c$，$\boldsymbol{x}_k^{(i)}$ 是第 i 个类别的模式特征样本向量；则第 i 个类别的模式比例是 $P_i=N_i/N$；第 i 个类别的样本均值向量和总样本均值向量分别定义为

$$\begin{cases}\boldsymbol{m}_i=\dfrac{1}{N_i}\displaystyle\sum_{k=1}^{N_i}\boldsymbol{x}_k^{(i)}, \quad i=1,2,\cdots,c\\ \boldsymbol{m}=\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{l=1}^{N}\boldsymbol{x}_l\end{cases} \tag{11.4.13}$$

这样，可以定义第 i 个类别的类内离差矩阵为

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{W}_i}=\frac{1}{N_i}\sum_{k=1}^{N_i}(\boldsymbol{x}_k^{(i)}-\boldsymbol{m}_i)(\boldsymbol{x}_k^{(i)}-\boldsymbol{m}_i)^{\mathrm{T}}, \quad i=1,2,\cdots,c \tag{11.4.14}$$

总的类内离差矩阵为

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{W}}=\sum_{i=1}^{c}P_i\boldsymbol{S}_{\mathrm{W}_i}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{c}\sum_{k=1}^{N_i}(\boldsymbol{x}_k^{(i)}-\boldsymbol{m}_i)(\boldsymbol{x}_k^{(i)}-\boldsymbol{m}_i)^{\mathrm{T}} \tag{11.4.15}$$

总的类间离差矩阵为

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{B}}=\sum_{i=1}^{c}P_i(\boldsymbol{m}_i-\boldsymbol{m})(\boldsymbol{m}_i-\boldsymbol{m})^{\mathrm{T}} \tag{11.4.16}$$

则原始特征空间中的可分性矩阵定义为

$$J = \mathrm{tr}[\boldsymbol{S}_{\mathrm{W}}^{-1}\boldsymbol{S}_{\mathrm{B}}] \tag{11.4.17}$$

式中 tr[·]表示对矩阵求迹，即对角线元素求和(见附录 B)。

在特征空间中，当类内的模式样本较密集，而不同类模式样本相距较远时，分类就较容易，上述可分性矩阵的值也较大。因此，可分性矩阵的大小反映了不同特征组合对同一分类问题的优劣。

例 11.4.1　图 11-16 是三类飞机的平移、旋转、尺度缩放变换图。每一行为同一类图像目标组，对于每类图像组，第 1 列为目标原图，第 2,3,4 列分别为相对原图放大 1.4、1.8 和 2.2 倍的图像，第 5,6 列分别为相对原图旋转 30°和 60°的图像，第 7 列为平移后的图像。应用全部矩特征进行分类的效果不会好。

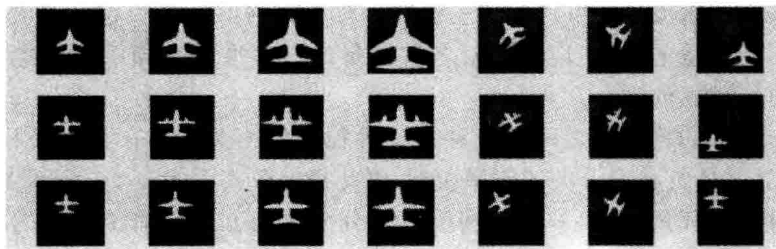


图 11-16　三类飞机的平移、旋转、尺度缩放变换图

为了确定各个特征量对分类的贡献大小，就要计算每个特征量的可分性判据值，判据值越大的特征量的可分性越好，利用它进行对图像识别的效果就会越好。对各个矩特征量计算的可分性判据 J 的值如表 11-2 所示。

表 11-2　对图 11-16 全部矩特征量的计算可分性判据值

矩特征量	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	ϕ_5	ϕ_6	ϕ_7	ϕ_8
J	2.6174	0.3583	7.9898	0.0917	0.0028	0.0869	0.1134	0.0219
矩特征量	ϕ_9	ϕ_{10}	ϕ_{11}	ϕ_{12}	ϕ_{13}	ϕ_{14}	ψ_1	ψ_2
J	0.7807	0.1234	2.4980	2.0930	6.8300	2.0893	0.3036	11.4438
矩特征量	ψ_3	ψ_4	ψ_5	ψ_6	I_1	I_2	e	
J	0.0820	0.0007	0.0805	0.1277	1.4651	1.7219	0.3637	

■

2. 运动目标的运动特征提取

作为运动目标识别的特征，除了自身的形体特征之外，也包括运动目标的运动状态，如速度、高度、机动特性等。一般情况下，运动目标的运动状态参数获取的方式包括雷达、激光扫描装置、红外跟踪装置、视频跟踪装置等。本节只讨论基于视频图像序列的运动目标运动特征提取问题。

要实现对运动目标运动特征的提取，一般对目标进行跟踪，从而检测得到目标

的运动状态。跟踪一般由三个阶段构成，即运动检测、目标分类和目标跟踪。如图 11-17 所示。在运动检测阶段，目的在于检测得到视场中的运动目标；目标分类阶段要完成两个任务，一是提取运动目标，二是对目标进行识别；在目标跟踪阶段，对得到运动目标的运动状态参数的估计。

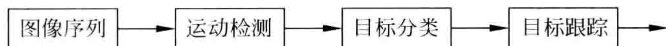


图 11-17　图像跟踪的流程图

进行运动检测时，如果摄像机处于静止状态，并且镜头焦距固定，图像中的背景区域固定不动，通用的运动检测方法有光流法、相邻帧差法和背景差法。

光流法能够实现对运动目标的检测和跟踪，但计算量非常大，而且对于噪声比较敏感。

相邻帧差法能够适应环境的动态变化，实现实时运动检测，但对运动速度太快或太慢的目标，检测效果不好。

背景差法通过当前帧减去背景参考帧，然后对所得图像选择合适的阈值二值化后，就得到完整的运动目标，是一种最为简单和有效的方法，完全克服了相邻帧差法的缺点。

但是，背景往往会发生变化，例如，光线和阴影的变化，背景中景物的改变和摄像机位置的偏移等，此时背景图像必须能够自适应地更新。图 11-18 给出了背景差法检测运动目标的效果。

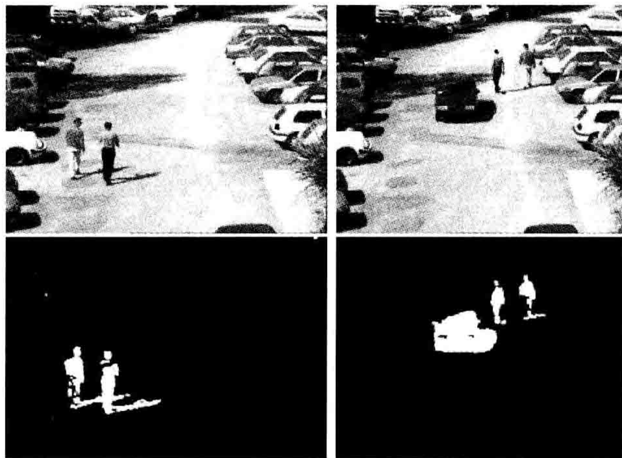


图 11-18　背景差法检测运动目标

当检测得到运动目标时，首先要解决目标分类问题。一般说由两步构成，一是将检测到的目标从复杂的背景环境中提取出来，二是要对提取的目标进行识别，从而才能进一步地进行分类。

目标提取问题实际上是图像分割的问题。图像分割的方法很多，主要分为基于

边缘的分割和基于区域的分割两大类。基于边缘的分割方法中最经典的有 Roberts 算子、Sobel 算子、LoG 算子和 Canny 算子等。最近研究热门的有主动轮廓线方法等,此处不予详述。

在完整地提取出检测到的运动目标之后,需要对目标进行识别。基于图像的运动目标识别方法可以用到目标的形体特征、运动特征、色彩及纹理特征等。

为了获取运动目标的运动特征,可以采用同一图像序列中的特征信息对运动目标进行跟踪。常用的图像跟踪算法有区域跟踪法和基于特征点的跟踪法两大类。不同的图像跟踪算法利用不同的图像信息以及先验知识,它们往往各有各的优点和缺点,并能够互补。基于区域的跟踪方法在遮挡不严重时非常稳定,并且定位精度高,它的缺点主要在于目标的阴影会随时间变化,甚至遮盖目标纹理,给匹配带来困难;同时目标被其他物体遮挡时较难提取目标。基于特征点的跟踪方法的主要优点在于能够解决基于区域跟踪法的缺陷,即在有遮挡时仍有部分特征点可以利用来进行跟踪,从而保证了跟踪的连续性,缺点在于特征点选得过多时计算量非常大,另外这种方法的跟踪精度没有区域跟踪法高。

在跟踪系统中,卡尔曼滤波器是最基本的工具,一般卡尔曼滤波器的状态变量选为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k = [x_k, y_k, \dot{x}_k, \dot{y}_k, \lambda]^{\mathrm{T}} \tag{11.4.18}$$

式中 k 是离散时间变量,(x_k, y_k)是目标的形心,$(\dot{x}_k, \dot{y}_k)$是形心的速度,λ 是目标的缩放尺度。利用设计的模型,即可进行卡尔曼滤波计算,得到状态估计$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}$(详见第5章)。这样就获得运动目标的运动参数估计,即提取了运动特征。

3. 声音特征和其他特征提取

在目标识别中,有时也需要利用目标的其他特征,如声音、质地等。利用极化SAR(合成孔径雷达)可以探测对象的某些物理属性,从而对目标的质地进行判断,本节不予详细讨论,而主要讨论声音信息的特征提取问题。一类目标如坦克、飞机等,都具有特定的声音特征,而且声音信息可以超视距获取,从而对预警目标识别有特别的意义。

目前声音探测技术分为主动式和被动式两种。由于被动式具有隐蔽性,而且可以与红外技术等实现融合处理进行目标识别、定位与跟踪而特别受到重视。

自20世纪80年代以来,世界各国竞相发展声音探测系统。美国等西方国家运用人工智能和微电子技术研制成功各种声音探测系统能够自动预警、捕获和识别目标,并能测定目标的方位和速度,达到了很高的智能化水平。瑞典、以色列和俄罗斯等国家也研制成功智能声测系统。

当采用声音探测器来识别目标时,主要通过其敏感元件将接收到的声音信号(声压的变化)转换成电信号,再经过放大以电压形式输出。声音探测器包括有源和无源两大类,有源声音探测器具备发射和接收声音信号的双向功能;无源声音探测器通常只具备单一的接收功能。在实现对目标的定位、识别和跟踪时,可采用声音阵列探测技术;在恶劣的环境中还必须提高声音阵列的检测性能。

基于声音特征的目标识别属于模式识别的范畴。经常采用较为成熟的统计模式识别方法，即针对目标信号的功率谱图，通过特征量的求取，用样本参数对这些特征值进行甄别，判断目标的归属。基于统计方法的模式识别系统通常主要由数据获取、预处理、特征提取、分类决策等部分组成，数据获取和预处理由预警探测器部分完成，目标识别阶段主要包括特征提取和分类决策。目标识别的关键是特征提取，即从传声器输出信号中提取那些为实现目标分离而必需的特征参量，一般提取的最能反映目标类别本质的特征有频域特征、时序参数模型特征、时域特征和能量特征等。

最常用的声音特征量是频谱特征和倒频谱特征，与本章 11.2 节语音识别系统部分的方法类同。图 11-19 是一个典型的阵列声音传感器。

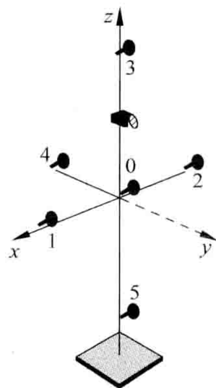


图 11-19　阵列声音传感器

11.4.3　基于多源特征信息融合的目标识别

自 20 世纪 80 年代以来，信息融合技术在国外得到了迅速的发展和应用，被广泛应用于空中预警与目标侦察、对地观测与遥感信息处理、目标识别与目标跟踪、机器人视觉、数字地球等领域，各种信息融合方法也在不断地开发与改进。自 20 世纪 90 年代以来，我国的信息融合技术也得到迅速发展。

现代信息技术智能化的一个重要体现是其感知系统包括能够获取足够信息的多种类型的传感系统。各种传感器的信息具有不同的特征，每种传感器仅能给出目标和环境的部分信息。而多传感器数据融合的基本原理就是充分利用各个传感器资源，通过对这些传感器及其观测信息的合理支配和使用，把多个传感器在空间或时间上的冗余或互补信息依据某种准则进行组合，以获得被测对象的一致性解释或描述，使得该信息系统由此而获得比其组成部分的子系统更加优越的性能。

基于多源特征信息融合的目标识别，主要研究利用各种信息进行目标识别的问题。多源信息融合分为多源同类信息融合，如各种图像信息的融合；以及多源异类信息融合，如图像信息与声音信息的融合等。信息融合通常在三个不同层次上进行，即数据级（或像素级）融合、特征级融合和决策级融合。

数据级（或像素级）融合只能针对同类信息融合，属于最底层的融合。在这种融合形式中，将全部传感器的观测数据收集在一起，采用各种不同的方法进行融合处理。以图像的像素级融合为例，可以进行图像增强或信息互补的融合处理，然后对融合的数据进行特征提取和目标识别，此处不予详细讨论。

决策级融合是在信息表示的最高层上进行的融合处理。以目标识别为例，各个传感器获得信息分别进行处理，即分别进行信息获取、特征提取和目标识别，建立对同一目标的初步判决和结论；然后由融合中心进行表决以取得最终的识别结论，常

用的融合方法有贝叶斯方法、Dempster-Shafer方法、广义推理法等，此处也不予详细讨论。

本节只讨论基于多源特征信息融合的目标识别问题，即利用特征级融合结果进行目标识别的问题。特征级融合是中间层的融合处理，比数据级(或像素级)融合具有更强的通用性，不仅适用于多源同类信息融合，也适用于多源异类信息融合；同时比决策级融合利用更多的信息，其结果要比决策级融合结果更具有可信性。表11-3给出了信息融合三个层次的性能比较。

表11-3　信息融合三个层次的性能比较

性　　能	数据(像素)级融合	特征级融合	决策级融合
信息量	最大	中等	最小
信息损失	最小	中等	最大
容错性	最差	中等	最好
抗干扰性	最差	中等	最好
对传感器的依赖性	最强	中等	最弱
预处理	最小	中等	最大
分类性能	最好	中等	最差
融合方法的难易性	最难	中等	最易
系统的灵活性	最差	中等	最好

图11-20给出了基于特征级信息融合的目标识别系统结构框图，其中各个传感器获取对象不同的信息(同类信息中具有互补性的信息或互补的异类信息)，分别进行预处理，并获取对象特征，对这些具有互补性的特征进行融合处理，以便形成总体的特征向量，在此基础上进行模式识别，以得到目标的识别结果。

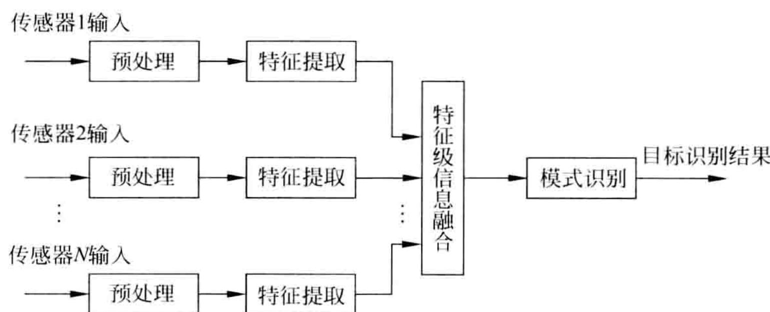


图11-20　基于特征级信息融合的目标识别系统

对于不同传感系统获得的目标特征，描述方式和量纲都不相同，如何把不同的特征进行融合处理是问题的关键。在对各种特征进行融合处理时，证据合成是一种行之有效的方法。

在介绍证据合成之前，先介绍对特征空间中特征向量的一种可能性赋值。设$X=\{X_1,X_2,\cdots,X_n\}$是一个特征空间，X_i是其中的一个特征值。可以对其中的特征

值进行任意组合，即 X 的任意子集都是可能的组合，包括空集 $\varnothing$ 和全集 X；这样，所有 X 的子集构成一个集类

$$\mathcal{P}(X) = \{A: A \subseteq X\} \cup \{\varnothing\} \tag{11.4.19}$$

式中每个 $A \in \mathcal{P}(X)$ 就是一个特征组合。假定根据已经成熟的分析方法，知道每个特征组合对识别的贡献大小，用可能性度量来描述，即

$$\begin{cases} m(A) \in [0,1], & \forall A \in \mathcal{P}(X) \\ \sum\limits_{A \in \mathcal{P}(X)} m(A) = 1 \end{cases} \tag{11.4.20}$$

式中 $m(\cdot)$ 称为 mass 函数，这是一种可能性赋值。与概率赋值不同，它不满足对组合部分的相加特性。例如，设 A_1, A_2 是两个不同的特征组合，而且二者没有公共部分；如果有概率赋值 $P(A_1) = p_1, P(A_2) = p_2$，则二者组合的概率是 $P(A) = P(A_1 \cup A_2) = p_1 + p_2$，但一般情况下 $m(A_1 \cup A_2) \neq m(A_1) + m(A_2)$。

假定用两种传感信息的特征进行融合处理，两种传感器所选用的特征空间是相同的，而各个传感器因为自身的原因对各种特征组合的 mass 函数赋值不同，即对任意 $A \in \mathcal{P}(U)$，分别有赋值 $m_1(A)$ 和 $m_2(A)$，有所谓 Dempster-Shafer 合成公式：设 m 是两个 mass 函数的合成，则

$$\begin{cases} m(\varnothing) = 0 \\ m(A) = \dfrac{1}{N} \sum\limits_{E \cap F = A} m_1(E) m_2(F), & A \neq \varnothing \end{cases} \tag{11.4.21}$$

式中

$$N = \sum_{E \cap F \neq \varnothing} m_1(E) m_2(F) > 0 \tag{11.4.22}$$

由此得到的就是对两个传感器 mass 函数赋值的融合，得到新的 mass 函数赋值。利用新的 mass 函数赋值就可以进行模式分类了。多个传感器特征值的融合依此类推。

但是，有时候两种传感器的特征量不可能处在同一个特征空间，即两组特征量完全独立。首先利用扩大特征空间的方式，把各个传感器已经提取的特征组合成新的特征。例如，传感器 1 给出的特征组合是 A_1，传感器 2 给出的特征组合是 A_2，新的组合特征就是 $A = \{A_1, A_2\}$。两个传感器分别有特征空间 X_1 和 X_2，则组合的特征空间是笛卡儿积空间 $X_1 \times X_2$。图 11-21 给出了利用扩大特征空间进行特征组合的示意图。

假定两个传感器各自的 mass 函数赋值分别为

$$\begin{cases} m_1(A_1) \in [0,1], & \forall A_1 \in \mathcal{P}(X_1) \\ \sum\limits_{A_1 \in \mathcal{P}(X_1)} m_1(A_1) = 1 \end{cases} \tag{11.4.23}$$

和

$$\begin{cases} m_2(A_2) \in [0,1], & \forall A_2 \in \mathcal{P}(X_2) \\ \sum\limits_{A_2 \in \mathcal{P}(X_2)} m_2(A_2) = 1 \end{cases} \tag{11.4.24}$$

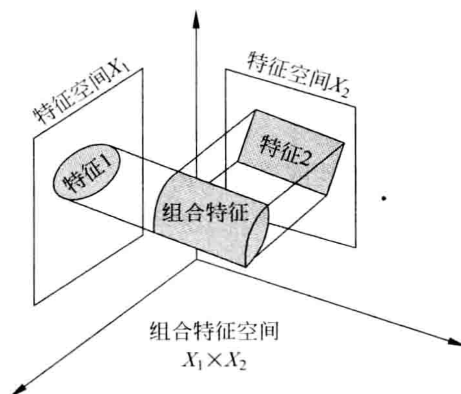


图 11-21 利用扩大特征空间进行特征组合

对于任意 $A=\{A_1,A_2\}\in\mathcal{P}(X_1\times X_2)=\mathcal{P}(X)$,则由独立性可知

$$m(A)=m_1(A_1)\times m_2(A_2)\quad \forall A_1\in\mathcal{P}(X_1),\quad \forall A_2\in\mathcal{P}(X_2)\tag{11.4.25}$$

此时利用新的 mass 函数赋值就可以进行特征组合选择和模式分类。

11.5 工业机器人

11.5.1 机器人发展概况

1920 年捷克作家 K. 卡佩克(Capek)发表了科幻剧本《罗萨姆的万能机器人》。剧中写了一个叫“罗萨姆”的公司,把机器人作为工业产品推向市场,从事繁重的劳动。根据捷克语“Robota”(奴仆、劳役)卡佩克把这些机器人取名为“Robot”。该剧预告了机器人的发展对社会的影响。从此,机器人因而在英语中叫做 robot。世界各国都采用音译,只有我国意译为“机器人”。

工业机器人(industrial robot)是一种在自动控制下,能够重复编程完成某些操作或移动作业的多功能、多自由度的机械装置,可以在无人参与下自动执行搬运、装配、焊接、喷涂和上下料等多种操作和移动功能的自动化装置(图 11-22)。机器人作为人类 20 世纪最伟大的发明之一,在短短的 40 年内发生了日新月异的变化。机器人已经不仅成为先进制造业不可缺少的自动化装备,而且正以惊人的速度向海洋、航空、航天、军事、农业、服务、娱乐等各个领域渗透。机器人主要分为两大类:用于制造环境下的工业机器人(如焊接、装配、喷涂、搬运等机



图 11-22 搬运和装配工业机器人(在生产线上)

器人）和用于非制造环境下的特种机器人（如水下机器人、农业机器人、微操作机器人、医疗机器人、军用机器人、娱乐机器人、服务机器人等）。

20 世纪 40 年代末，人们为了在有害环境中作业，开始研究遥控操作器（机器手）；60 年代初，出现了工件搬运的产业机器人，同时开始研究实验性的智能机器人；70 年代研究成功具有视觉、触觉和行走能力或具有一定识别和理解能力的不同类型智能机器人。因此机器人按发展水平分为三代：（1）示教再现机器人，（2）感觉适应机器人，（3）智能机器人。这些进展为形成一门关于机器人的设计、制造和应用的综合技术即机器人学（robotics）奠定了基础。目前世界上有百万台机器人，其中 70％是工业机器人。

机器人正在科学技术以及人们日常生活的各个领域发挥着特殊的作用。有人称机器人为“铁领工人”，有人称它为高科技时代的宠儿。

目前，百万机器人大军已出现；各类机器人的研制、开发、应用正方兴未艾、日新月异、广泛开展；机器人产业已经形成并正茁壮成长。

11.5.2 机器人构成及控制

工业机器人在尺寸、形状和功能方面有很大的区别。但都具有三个基本部件：机器人本体、基于计算机的控制器和动力源。作为本体的机械手臂可驱动工件或工具进行工作，它可以绕一轴作旋转运动，也可作直线运动。一般有多个自由度，一个自由度就是一个坐标运动。图 11-23 是一个 5 自由度的多关节拟人手臂的工业机器人。第 1 个自由度为底座转角，第 2 个自由度为肩转角，第 3 个自由度为肘转角，第 4 个自由度为腕转角和第 5 个自由度为卡爪的并拢，是直线运动。这些保证将工具置于机器人工作空间的任意位置和方位，并且能夹持工具。

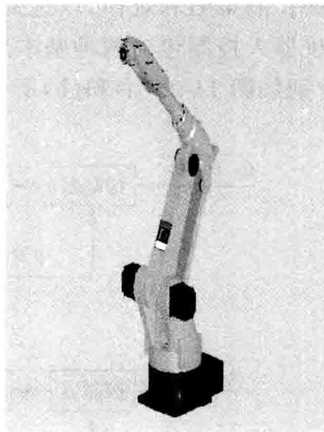


图 11-23　具有 5 自由度的多关节拟人机器手臂

控制器必须包括储存程序和数据的存储器硬件系统和操作控制软件，它能根据用户的指令进行操作和控制，即供给机械手臂本体一系列控制信号；控制器还必须包括能驱动各自由度运动的驱动器，同时对机器人传感器、开关和摄像机等提供接口的输入输出设备及装置，以确定机器人要达到的行程。现在几乎所有的机器人都采用微型计算机进行控制，要求具有数据处理能力强、灵活可靠、易于配置、价格低廉、体积小等特点，目前有的采用 8 位、16 位及 32 位微处理器，也有的采用新出现的高级微处理器系统。

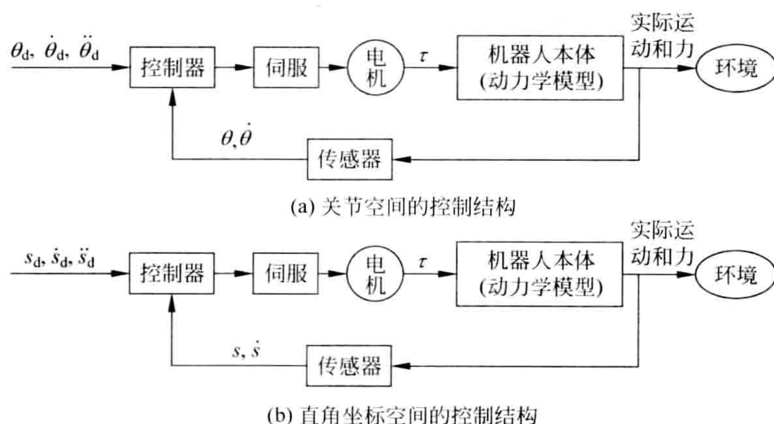
控制器的计算机系统的结构对机器人控制的影响很大，一般有下述三种类型：

(1)集中控制方式，利用一台微型计算机实现系统的全部控制功能。(2)主、从控制方式，用主、从两个中央处理器(CPU)进行控制。主处理器用于坐标变换、轨迹生成、人机交互等，从处理器用于机器人各关节的动作控制。(3)分级控制，利用多个微机分为两级进行控制。上级主控计算机负责整个系统的管理、坐标变换、轨迹生成和大间隔的插补指令值计算等，下级由多个微处理器组成，分别控制各关节在上位机规定的轨迹段内进行小间隔的插补运算和伺服控制。多数工业机器人控制器下级微机的控制规律基本上是独立关节的PID伺服算法。动力源一般为电气、液压或气动的，为机器人运动提供所需的能量。液压能源一般用于举起或移动较沉重的重量或用于可能爆炸的环境。电力能源常适宜用于中度重量而精度要求较高的情况。气动能源常用于简单的搬运机器人，特别是现场有现成的气源(压缩空气供应)时更是如此。

驱动器用于驱动机器人本体各关节的运动。采用电动驱动具有使用方便、易于控制的特点，大多数工业机器人采用电动机驱动。它还可分为步进电机、直流伺服电机和交流伺服电机等多种类型。此时，控制器中要有为电机供电用的功率放大设备。事实上，图11-24形成了一个闭环伺服控制系统，通过传感器实现反馈。

机器人的控制是一个复杂的问题。其目的是根据机器人预定的系统性能和预期的目标，由控制器实施控制并达到计算机控制的机器人的动态响应。首先要求研究机器人的运动学；然后建立机器人的动力学方程，即数学模型；然后建立和选定相应的控制策略和规律，以达到预定的系统响应和性能要求。

机器人控制包含两种基本形式：关节空间的控制结构和直角坐标空间的控制结构，分别如图11-24(a)和(b)所示。



(a) 关节空间的控制结构

(b) 直角坐标空间的控制结构

图11-24　机器人伺服控制系统

在机器人中控制电机常用直流电机和无刷直流电机。

伺服电机在机器人控制中常指具有反馈功能的电机，通过控制使电机以期望的转速达到期望的转角。机器人所用传感器可分为内部状态用和外部状态用两类。

内部状态传感器用于检测各关节的位置、速度等量，为闭环伺服控制提供反馈信息。常用的有光电编码器、测速发电机等。外部状态传感器用于检测机器人与外部环境之间的状态变量，如距离、接触情况等为引导机器人行动和物体识别及处理。外部状态传感器的使用使机器人对所处的外部环境有所反应，赋予机器人以一定的智能。常用的有视觉、触觉、听觉和接近觉传感器等。每部分的各自驱动器及其传动机构和部分传感器，即各自的伺服控制器等都设置在本体的该部分（该关节）内进行直接驱动；有时也可设置在底座内，通过齿轮、丝杠进行远程驱动。所以工业机器人本体的机械结构也颇为复杂，为减轻其重量需要精心设计和制造。

图 11-25 给出了直流控制电机模型，其中考虑的因素比图 3-14 上要多：

R,L：电枢电路的电阻和电感；

v,i：电枢电路的电压和电流；

k_m：转矩系数；

k_c：反电势系数；

m：电磁转矩；

J_m：电机转子的转动惯量；

f_m：电机的黏滞摩擦系数；

J_c：负载转动惯量；

f_c：负载黏滞摩擦系数；

θ_m：电机转子转角；

ω_m：电机转子转速；

θ_c：负载转角；

ω_c：负载转速。

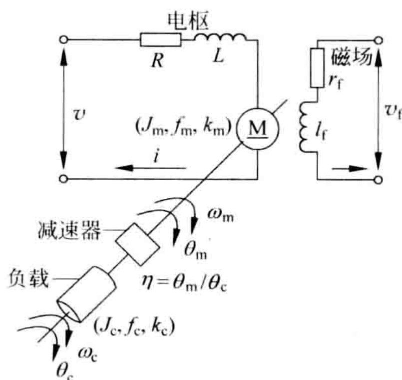


图 11-25　直流控制电机模型

电机的动力学方程是

$$v = L\dot{i} + Ri + k_c\dot{\theta}_m \tag{11.5.1}$$

$$m = k_m i = J_m\ddot{\theta}_m^2 + f_m\dot{\theta}_m \tag{11.5.2}$$

电动机加入负载后，设减速器的减速比为 $\eta=\dot{\theta}_m/\dot{\theta}_c$，折合到电机轴上的总转动惯量为 $J=J_m+J_c/\eta^2$，折合到电机轴上的总黏滞摩擦系数为 $f=f_m+f_c/\eta^2$。式(11.5.2)为

$$m = k_m i = J\ddot{\theta}_m^2 + f\dot{\theta}_m \tag{11.5.2a}$$

n 自由度的刚体机械手动力学模型，一般可用拉格朗日-欧拉方程(Lagrange-Euler equation)描述力矩的平衡，并表示为

$$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{\theta})\ddot{\boldsymbol{\theta}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{\theta},\dot{\boldsymbol{\theta}})\dot{\boldsymbol{\theta}} + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\mu} \tag{11.5.3}$$

式中 $\boldsymbol{\theta},\dot{\boldsymbol{\theta}},\ddot{\boldsymbol{\theta}}\in\mathbb{R}^n$ 分别是关节角位移、角速度和角加速度向量，$\boldsymbol{\mu}\in\mathbb{R}^n$ 为关节作用力矩向量，$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{\theta})\in\mathbb{R}^{n\times n}$ 为转动惯量矩阵，$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\theta},\dot{\boldsymbol{\theta}})\dot{\boldsymbol{\theta}}\in\mathbb{R}^n$ 为离心和哥氏力矩向量，$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{\theta})$ 为重力矩向量。

以两自由度平面机械手为例,以相对关节转角 θ_j 为变量,动力学方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} J_1 + J_2 + 2J_3\cos\theta_2 & J_2 + 2J_3\cos\theta_2 \\ J_2 + 2J_3\cos\theta_2 & J_2 \end{bmatrix}\ddot{\boldsymbol{\theta}} + \begin{bmatrix} -2J_3\dot{\theta}_2\sin\theta_2 & -J_3\dot{\theta}_2\sin\theta_2 \\ J_3\dot{\theta}_1\sin\theta_2 & 0 \end{bmatrix}\dot{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\mu} \tag{11.5.4}$$

其中 J_1, J_2, J_3 为常数。

若考虑负载的黏滞摩擦系数 f_m,则动力学方程可表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{J}(\boldsymbol{\theta})\ddot{\boldsymbol{\theta}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\dot{\boldsymbol{\theta}} + \boldsymbol{F}_j\boldsymbol{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\mu}_j \\ \boldsymbol{\mu}_m = \boldsymbol{J}_m\ddot{\boldsymbol{\theta}}_m + f_m\dot{\boldsymbol{\theta}}_m + \boldsymbol{\mu} \end{cases} \tag{11.5.5}$$

式中 $\boldsymbol{\mu}_j$ 和 $\boldsymbol{\mu}_m$ 分别表示负载力矩和电机转矩向量,$\boldsymbol{F}_j$ 是系数矩阵。

若考虑电机和负载力学特性,机器人动力学方程为

$$\widetilde{\boldsymbol{J}}(\boldsymbol{\theta})\ddot{\boldsymbol{\theta}} + \widetilde{\boldsymbol{C}}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\dot{\boldsymbol{\theta}} + \widetilde{\boldsymbol{g}}(\boldsymbol{\theta}) + \widetilde{\boldsymbol{F}} = \boldsymbol{\mu} \tag{11.5.6}$$

式中 $\widetilde{\boldsymbol{J}}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{J}(\boldsymbol{\theta}) + \eta^2\boldsymbol{J}_m$,$\widetilde{\boldsymbol{C}}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) = \boldsymbol{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})$,$\widetilde{\boldsymbol{g}}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{g}(\boldsymbol{\theta})$,$\widetilde{\boldsymbol{F}} = f_c\dot{\boldsymbol{\theta}} + \eta f_m\dot{\boldsymbol{\theta}}_m$,$\boldsymbol{\mu} = \eta\boldsymbol{\mu}_m$;而 f_c 和 f_m 是摩擦系数。

根据上述模型,令 $\boldsymbol{x}(t) = [\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}(t), \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{\mu}(t)$,$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{\theta}(t)$,机器人控制问题可以用状态方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}(t)\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{d}(t) \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) \end{cases} \tag{11.5.7}$$

式中 $\boldsymbol{A}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{0} & -\widetilde{\boldsymbol{J}}^{-1}(\boldsymbol{\theta})\widetilde{\boldsymbol{C}}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\dot{\boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{B}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} \\ \widetilde{\boldsymbol{J}}^{-1}(\ddot{\boldsymbol{\theta}}) \end{bmatrix}\ddot{\boldsymbol{\theta}}$,$\boldsymbol{C} = [\boldsymbol{I} \quad \boldsymbol{0}]$,而 $\boldsymbol{d}(t) = -\widetilde{\boldsymbol{J}}^{-1}(\boldsymbol{\theta})[\widetilde{\boldsymbol{g}}(\boldsymbol{\theta}) + \widetilde{\boldsymbol{F}}]$。

这样,就可以利用前面建立的各种控制方法设计控制律。机器人运动轨迹的控制可通过四种方法实现:连续轨迹、点到点、接点插补运动和可控轨迹运动。机器人的整体控制是一个包括拟订对策、轨迹规划、传感器信息融合、位置指令和驱动信号的复杂问题。

11.6 智能机器人

所谓智能机器人,是有别于一般工业机器人的一类具有人工智能的机器人。在智能机器人的智能传感,包括机器听觉、机器视觉和机器触觉等研究中,机器视觉是最有挑战性的。如何获取场景和目标的图像信息,并把其处理成机器能够理解的特征或模式,是机器智能中非常关键而又困难的研究课题。现在,机器视觉的研究已经取得了重大进展,关于图像分割、特征提取、模式分类等关键技术都取得长足进展;关于人体特征识别、运动目标视觉跟踪、三维视觉图像重构等都有了新的发展;机器智能广泛应用于生产过程和日常生活的时代即将到来。以下将重点介绍机器

视觉,以体现智能机器人的特殊功能。

11.6.1 机器视觉系统的组成

机器视觉系统是指用计算机来实现类似人的视觉功能,即利用计算机来实现对客观三维世界图像信息的获取与识别或理解。人类视觉系统对客观图像的获取依靠视网膜,而识别或理解则是依赖于大脑对图像信息的处理。此处所谓对客观三维世界图像信息的识别或理解是指对被观察对象的形状、尺寸、质地和运动特征(包括距离、方向和速度)等的理解。

机器视觉系统的输入装置可以是摄像机、转鼓等,它把客观世界的三维影像变换成二维投影,即获取的信息是由三维客观世界影像变换到二维影像的图像信息,机器视觉系统的信息处理所要完成的任务是把这种二维投影图像信息逆转换成与客观世界在某种程度上等价的三维信息,即对三维客观世界的重构。

机器视觉系统主要由三部分组成:图像获取装置(摄像机等)、图像处理与运动控制装置(计算机系统)、输出或显示装置(CRT 等),见图 11-26。

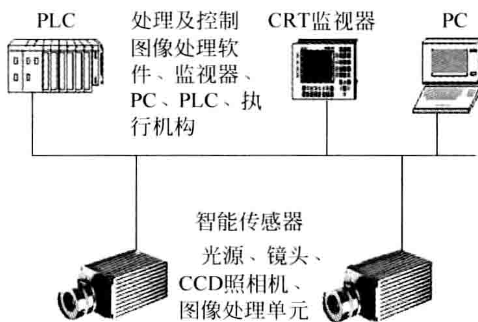


图 11-26　机器视觉系统结构框图

目前,将近 80%的工业用机器视觉系统主要用在工业检测方面,目的在于提高生产效率,控制生产过程中的产品质量,采集产品数据等。

11.6.2 图像获取

图像获取实际上是将被测物体的可视化图像和内在特征转换成能被计算机处理的一系列数据,它主要由三部分组成。

1. 照明

照明是影响机器视觉系统输入的重要因素,因为它直接影响输入数据的质量和应用效果。由于没有通用的机器视觉照明设备,所以针对每个特定的应用实例,要选择相应的照明装置,以达到最佳效果。许多工业用的机器视觉系统用可见光作为

光源,常用的几种可见光源是白炽灯、日光灯、水银灯和钠光灯。但是,这些光源的最大缺点是光能不能保持稳定,而环境光也将改变这些光源照射到物体上的总光能,使输出的图像数据存在噪声。由于存在上述问题,在某些要求高的工业应用中,可采用 X 射线等不可见光作为光源。照明系统按其照射方法可分为:背向照明、前向照明、结构光和频闪光照明等。其中,背向照明是被测物放在光源和摄像机之间,它的优点是能获得高对比度的图像。前向照明是光源和摄像机位于被测物的同侧,这种方式便于安装。结构光照明是将光栅或线光源等投射到被测物上,根据它们产生的畸变,解调出被测物的三维信息。频闪光照明是将高频率的光脉冲照射到物体上,摄像机拍摄要求与光源同步。

2. 图像聚焦形成

被测物的图像通过一个透镜聚焦在敏感元件上,传感元件将可视图像转化为电信号,便于计算机处理。机器视觉系统中的摄像机透镜参数是一项重要指标,包括放大倍率、焦距、景深和透镜安装。

3. 图像确定和形成摄像机输出信号

机器视觉系统的图像获取实际上是一个光电转换装置,即将传感器所接收到的透镜成像,转化成计算机能处理的电信号,然后采集成数字信息。摄像机可以是电子管的,也可以是固体状态传感单元。固体状态摄像机是在 20 世纪 60 年代后期,美国贝尔电话实验室发明了电荷耦合装置(CCD)而发展起来的,由分布于其上各个像元的线性阵列或矩形阵列光敏二极管构成,通过按一定顺序输出每个二极管的电压脉冲,实现将图像光信号转换成电信号的目的。输出的电压脉冲序列可以直接以 RS-170 制式输入标准电视显示器,或者输入计算机的内存,进行数值化处理。电荷耦合装置是最常用的机器视觉传感器。

11.6.3 图像处理技术

机器视觉系统中,视觉信息的处理技术主要依赖于图像处理方法,它包括数据编码和传输,图像预处理(去噪、增强、边缘锐化)、分割、特征抽取、图像识别与理解等过程。视觉处理过程和方法示于图 11-27。

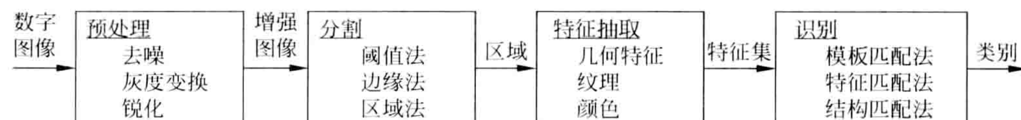


图 11-27 视觉处理过程和方法

摄像机是最常用的获取图像的装置,一般情况下对于获取的模拟视频信号,要经过视频模-数转换后,形成一幅幅数字信息存放在帧储存器中。为了传输这种巨大

数量的视频信息，一般还要进行数据编码和解码过程。数字图像的数据量相当庞大，一幅512×512个像素的数字图像的数据量为256KB，假设每秒传输25帧图像，则传输的信道速率为52.4Mb/s。因此，传输过程中对图像数据进行压缩就非常重要。数据的压缩主要通过图像数据的编码和变换压缩来完成。

1. 图像的去噪

图像的去噪声处理即图像的平滑处理，主要是为了去除实际成像过程中因成像设备和环境干扰所造成的图像失真。众所周知，实际获得的图像在形成、传输、接收和处理的过程中，不可避免地存在着外部干扰和内部干扰，如光电转换过程中敏感元件灵敏度的不均匀性、数字化过程的量化噪声、传输过程中的误差以及人为因素等，均会使图像变质。因此，去除噪声以恢复原始图像的质量是图像处理的一个重要内容。

在20世纪中期发展起来的线性滤波理论一直是图像滤波的主要理论基础，尤以维纳滤波器理论和卡尔曼滤波理论为代表。后来发展起来的各种数值滤波方法在图像滤波领域得到广泛的应用，其中以中值滤波器应用最有代表性，它把局部区域中灰度的中值作为输出灰度，并将其与统计学理论结合起来，使用迭代方法，比较理想地将图像从噪声中恢复出来，并且能保护图像的轮廓边界，不使其变模糊。近年来，非线性滤波理论在机器视觉、医学成像、语音处理等领域有了广泛的应用，同时，也反过来促使该理论的研究向纵深方向发展。

2. 图像的增强

图像的增强用于调整图像的对比度，突出图像中的重要细节，改善视觉质量。通常采用灰度直方图修改技术进行图像增强。图像的灰度直方图是表示一幅图像灰度分布情况的统计特性图表，与对比度紧密相连。通常，在计算机中表示的一幅二维数字图像可表示为一个矩阵，其矩阵中的元素是位于相应坐标位置的图像灰度值，是离散化的整数，一般取0,1,…,255。直方图仅能统计某级灰度像素出现的概率，反映不出该像素在图像中的二维坐标。因此，不同的图像有可能具有相同的直方图。通过灰度直方图的形状，能判断该图像的清晰度和黑白对比度。如果获得一幅图像的直方图效果不理想，可以通过直方图均衡化处理技术作适当修改，即把一幅已知灰度概率分布图像中的像素灰度作某种映射变换，使它变成一幅具有均匀灰度概率分布的新图像，达到使图像清晰的目的。

3. 边缘锐化

图像边缘锐化处理主要是加强图像中的轮廓边缘和细节，形成完整的物体边界，达到将物体从图像中分离出来或将表示同一物体表面的区域检测出来的目的。它是早期视觉理论和算法中的基本问题，也是中期和后期视觉成败的重要因素之一。

4. 图像分割

图像分割是将图像分成若干部分,每一部分对应于某一物体。在进行分割时,每一部分的灰度或纹理符合某一种均匀测度度量。其本质是将像素进行分类,而分类的依据是像素的灰度值、颜色、频谱特性、空间特性或纹理特性等。图像分割是图像处理技术的基本方法之一,应用于诸如染色体分类、景物理解、机器视觉等方面。图像分割主要有两种方法:一是鉴于度量空间的灰度阈值分割法,根据图像灰度直方图来决定图像空间域像素聚类,但只利用了图像灰度特征,并没有利用图像中的其他有用信息,使得分割结果对噪声十分敏感;二是空间域区域增长分割方法,是对某种意义上(如灰度级、组织、梯度等)具有相似性质的像素连通集构成分割区域,该方法有很好的分割效果,但缺点是运算复杂,处理速度慢。其他的方法如边缘追踪法,主要着眼于保持边缘性质,跟踪边缘并形成闭合轮廓,将目标分割出来;锥体图像数据结构法和标记松弛迭代法同样是利用像素空间分布关系,将边邻的像素作合理的归并。而基于知识的分割方法则是利用景物的先验信息和统计特性,首先对图像进行初始分割,抽取区域特征,然后利用领域知识推导区域的解释,最后根据解释对区域进行合并。

5. 图像识别

图像的识别过程实际上可以看作是一个标记过程,即利用识别算法来辨别景物中已分割好的各个对象,给这些对象赋予特定的标记,它是机器视觉系统必须完成的一个任务。按照图像识别从易到难的程度,可分为三类问题。第一类识别问题中,图像中的像素表达了某一对象的某种特定信息,利用此信息即可判别对象类别;第二类识别问题中,待识别对象是个有形的整体,二维图像信息已经足够识别该对象,如文字识别、某些具有稳定可视表面的三维体识别等;但这类问题不像第一类问题容易表示成特征矢量,在识别过程中,应先将待识别物体正确地从图像的背景中分割出来,再设法将建立起来的图像中物体的属性图与假定模型库的属性图之间进行匹配;第三类问题是由输入的二维图、要素图等图像信息中得出被测对象的三维表示,这里存着如何将隐含的三维信息提取的问题,是当前研究的热点。目前用于图像识别的方法主要是贝叶斯方法和人工神经元方法等。

11.6.4 智能图像处理与融合

在20世纪80年代末,人们开始将智能图像处理和图像融合技术应用于一般的图像处理中。所谓智能图像处理,就是把各种各样的人工智能方法如模糊数学、专家系统等应用于图像处理领域。所谓多传感器图像融合,就是对于各种(同类或异类)传感器获取的不同图像信息进行综合处理,以获得准确性更高、更具有利用价值的综合信息。进入20世纪90年代以后,图像融合技术的研究不断呈上升趋势,应用

的领域也遍及遥感图像处理、可见光图像处理、红外图像处理、医学图像处理等。尤其是近几年，多传感器图像融合技术已经成为计算机视觉、自动目标识别、军事应用等领域的研究热点。

目前，多传感器图像融合已经在遥感、智能机器人等领域得到了应用。如于1997 年在火星着陆的“火星探路者”机器人身上安装了 5 个激光束投影仪，两个电荷耦合装置摄像机，多个关节传感器和加速度传感器。由于光从地球到火星的时间需要 11min，所以在不少时间段内该机器人必须能够自主工作。此外，多传感器图像融合在民用方面有巨大的应用潜力。在医学上，通过对电子计算机 X 射线断层扫描成像(CT)和核磁共振(MRI)图像的融合可以帮助医生对疾病进行准确的诊断。在制造业上，图像融合技术可用于产品的检验、材料的探伤、制造过程监视、生产线上复杂设备和工件的安装等。另外图像融合也可以用于交通管理和航空管制。可以相信，随着对多传感器图像融合技术研究的不断深入，图像融合技术会得到更为广泛的应用。

图 11-28 是监视系统中机器视觉图像融合的结果，其中融合的图像包括可见光图像和热红外图像。通常的监视系统中只采用可见光图像监视和跟踪，但是如果在夜间进行监视或者所监视的区域中存在很多遮挡物时，将很难及时发现可疑目标。采用热红外成像技术就不受这些限制，但是热红外图像对环境的成像与人的视觉感知不符，如果将这两种图像进行有效的融合，就会极大地提高监视系统的工作能力和效率。图中给出了利用可见光图像与热红外图像进行融合后用于目标监视的实例，其中(a)为可见光图像，可以看到该图像中并未发现可疑目标，(b)为对应的热红外图像，能够很清楚地发现一个人正要越过防护围栏，(c)是融合图像，综合了前两幅图像的有用信息，使监视系统能够迅速准确地发现可疑目标。



(a) 可见光图像　　(b) 热红外图像　　(c) 融合图像

图 11-28　图像融合在机器视觉监视系统中的应用

利用机器人听觉可以研制出声控机器人。例如用语言控制机器人去完成几件不同的工作，如照顾老人、病人或残疾人的服务机器人。这就需要一种语音识别装置。除上述服务机器人外，目前已出现声控的宠物机器人、玩具机器人，以及能回答一定数量问题的导游机器人等。

当机器人自身非常接近物体时，它的接近觉(又称触觉、位置觉)用来感知物体的存在、它们之间的相对位置和距离，以及物体的表面形状。这可以使机器人适时

进行运动的轨迹规划和防止事故(图 11-29)。根据感知的范围或距离,已开发的接近觉传感器大致可分为三类:感知近距离物体(毫米级)有磁力(感应)式、气力式和电容式传感器;感知中距离(约 30cm)采用红外线式传感器;感知远距离物体(30cm 以外)采用超声波式传感器等。

机器力觉,包括力矩觉传感器是用来检测机器人自身产生的内部力及机器人与外界环境间相互作用力为目的的,它常装置于机器人关节处。力是通过检测物体弹性变形、检测物体压电效应、检测物体磁效应等方法来进行测量。图 11-30 中的蔬菜嫁接机器人就需要力觉传感器来感知作用力的大小。

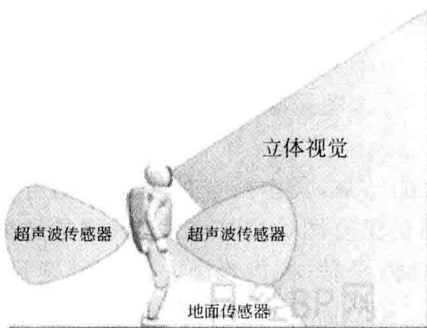
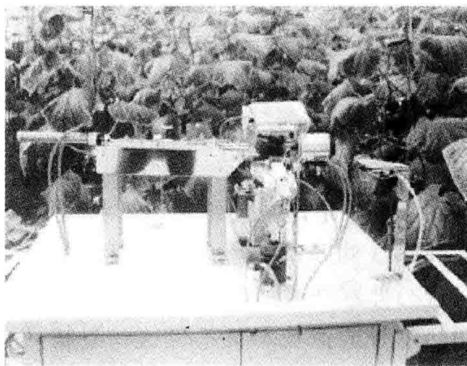


图 11-29　具有视觉、接近觉的行走机器人


图 11-30　蔬菜嫁接机器人

智能机器人是一个具有复杂行为能力的系统,但其信息处理器和控制器应当由一些相对简单的模块按一定明确的原则组合起来。整个机器人应该是一个开放的系统,可以接纳各单元的新技术成果;可以方便地增加子系统。

人类社会和生产对智能机器人有强烈的需求。要求这类机器人能拓宽生产和活动的领域,要它们去潜入深海、深入地层、强放射性或高真空的环境,或到太空和外星去作业,到危险有害的环境去完成任务,部分或完全代替人进行工作。

11.7　机器人的广泛应用

除了工业机器人之外,特种机器人已经得到广泛应用。一个重要而且成功的运用,是在火星探测的科学研究上。图 11-31 为“勇气号”火星探测器上的机器人“漫游者”,是一个有 6 个轮子并能在高低不平的火星表面行走的车辆,可以通过钻取岩石的样本和分析其成分,发现火星上有水存在的确凿证据。

军用机器人在国防上的应用潜力也吸引了许多国家军事部门的兴趣。在接连不断的局部战争的推动下,军用机器人的发展产生了质的飞跃。在海湾、波黑及科索沃战场上,飞行机器人大显身手;在海洋,水下机器人或称无人潜水器帮助人们清除水雷、探索海底的秘密;在地面,遥控扫雷机器人为联合国维和部队排除爆炸物、扫除地雷;装备军用机器人究竟有哪些好处呢?首先,机器人可以代替士兵完成繁



图 11-31　火星机器人“漫游者”

重的工程及后勤任务；其次，由于机器人对各种恶劣环境的承受能力大大超过载人系统，因而在空间、海底及各种极限条件下，它可以完成许多载人系统无法完成的工作；此外，在未来的战场上，将会出现越来越多的新式武器和大规模杀伤武器，在这样的条件下，士兵的生存非常困难，其代价也是昂贵的，因此大量采用战场机器人将是一种趋势。

图 11-32 为军用机器人战车，或称地面军用机器人。它是智能或遥控的轮式和履带式车辆，又可分为自主式车辆和半自主式车辆。自主式车辆依靠自身的智能自主导航，躲避障碍物，独立完成各种战斗任务；半自主车辆可在人的监视下自主行使，在遇到困难时操作人员可以进行遥控干预。图 11-33 是一个军用飞行机器人，用于执行侦察任务。



图 11-32　军用机器人战车

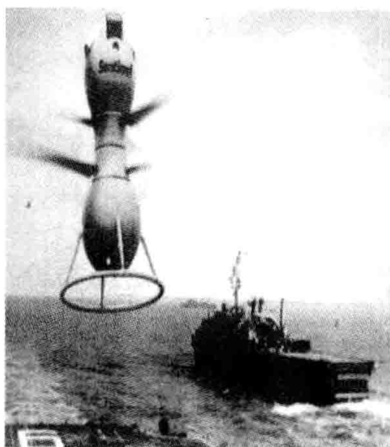


图 11-33　军用飞行器

与此相关的防爆机器人、消防机器人、反恐机器人是又一个受广泛关注的研发项目和产品。图 11-34 为德国研制的排烟消防机器人，它可以用来迅速排除隧道、地铁等封闭处的烟雾并能进行灭火工作。



图 11-34　排烟消防机器人

农业机器人应用是农业自动化的重要内容。它可以用来喷药、灌溉、自动挤奶、采摘水果、林木球果采集、伐根、移栽、除草甚至蔬菜嫁接等。已经按上述各目的研制了种种专用机器人，甚至还有牧羊机器人。

机器人在医疗方面的应用越来越多，比如用机器人置换髋骨、用机器人远端锁定骨钉、用机器人做胸部手术、用机器人辅助心脏搭桥手术等。这主要是因为用机器人做手术精度高、创伤小，大大减轻了病人的痛苦。从世界机器人的发展趋势看，用机器人辅助外科手术将成为一种必然趋势。旧的内窥镜机器人系统虽然能观察病灶，对患部进行切片处理，但不能切除大面积人体组织和进行复杂的治疗。

日本开发出一种只有成人食指大的新超小型内窥镜机器人，无须开腹，也能做摘除腹腔中的肿瘤这类大型手术。内窥镜是在直径约 1cm 的长管尖上装上简单的摄像装置和手术刀，通过患者口腔或身上的开口送入体内(见图 11-35)。新的内窥镜机器人能使医生直接进行手术，运用于临床治疗，会大大减轻病人的痛苦。

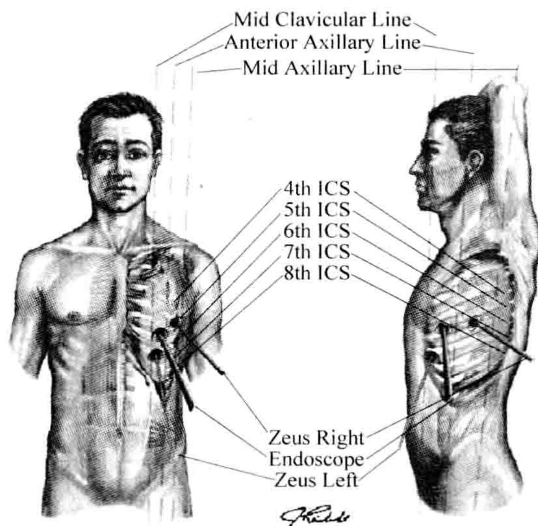


图 11-35　微创手术机器人系统送入体内

美国国家安全实验室制造出了有史以来世界上最小的机器人——微型机器人，这部机器人重量不到 28g，体积约为 $0.41\times10^{-5}m^3$。据悉袖珍机器人可以代替人去完成许多危险的工作(见图 11-36)。

机器人也正在向个人机器人的方向发展。个人机器人(private robot)被视为后个人计算机(PC)时代的标志，于 1999 年问世。最典型的是 1999 年日本索尼公司生产的“AIBO”和美国 Tiger Electronics 生产的“Fabee”宠物机器人或娱乐机器人相继在日、美两国上市。AIBO 是外形像哈巴狗的宠物机器人，有头、躯干、尾巴，还有四条带关节的腿，能跟着音乐节奏而“翩翩起舞”(图 11-37)。尽管它的售价高达 25 万日元(约 2200 美元)，而且限量出售(在日本出售 3000 只，在美国出售 2000 只)，但是在日本仅 20 分钟 3000 只便一售而空。Fabee 比较简单，像绒布制的玩具，但上市那一天玩具店后门也排起了长队。宠物机器人、玩具机器人、娱乐机器人在国外是有很大市场的热门产品。



图 11-36　微型机器人

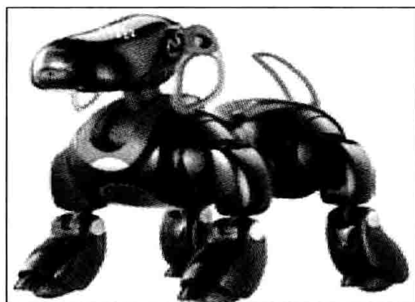


图 11-37　AIBO 宠物机器人

与此同时，各种特种服务机器人如室内清扫机器人、高楼洗壁机器人、保安机器人、照顾病人或残疾人的机器人、导盲机器人、家政服务机器人大量问世，改变着人们的生活方式。图 11-38 为导盲机器人正引导盲人外出，它的传感器能不断地检测路标，以确定自己的路线，计算机可根据盲人想走的路线将这些信息与预先存储的街道地图相比较，给出控制信号，指挥行走装置向前行走，并不断进行修正。并会按照主人的命令通过路口，遇到障碍物时，会及时提醒主人注意安全。图 11-39 为智能清洁机器人，它带有真空吸尘装置，能自动在房间内行走并吸走脏物。



图 11-38　导盲机器人



图 11-39　智能清洁机器人

11.8 小结

维纳在其名著《控制论》第9章预见到，随着计算机科学的发展，人类将创造出模拟各种生命现象的自动机，制造出模拟和放大人脑功能的智能机(见本书1.21节)。本章的机器人和智能系统就是其中的佼佼者。

本章主要介绍如何把人工智能的理论和方法应用于工程系统，特别是语音识别系统、文字识别系统、目标识别系统，以及工业机器人、智能机器人及其广泛应用等。这是控制论的发展在信息领域最显著的成就之一，而且正在以惊人的速度飞速发展着。在可望的将来，这个领域的新技术成果将会以日新月异的面貌出现，也必将以惊人的速度改变人类的生活和生产方式。信息时代的宠儿——机器人与智能系统将以崭新的面貌呈现在人们面前。

机器人是当代最高意义上的自动化，机器人学的进步和应用是20世纪基于工程控制论的自动控制最有说服力的成就。机器人是一个多学科和技术交叉相结合的综合高技术领域。从某种意义上讲，一个国家机器人技术水平的高低反映了这个国家综合技术实力的高低。因为机器人的研究、开发和应用涉及机(械)-电-仪(表)-光-通(讯)-声-模(型)-硬(件)-软(件)-能(源)，是“十位一体”的综合自动化系统，对研究者的知识提出广泛和深入的严峻要求：普遍要求智能性，感知问题特别突出，控制与决策有机结合，分布式控制，各种算法的实践性要求严格。

20世纪80年代中期，技术革命的第三次浪潮冲击着全世界。在这个浪潮中，机器人技术起着先锋作用，工业机器人总数每年以30%以上的速度在增长，推动汽车工业形成全球规模的产业。在智能机器人的研究开发方面，美国国防部提出了自主陆行车(ALV)计划，欧洲尤里卡计划提出了自主机器人计划，日本通产省组织开展了在极限环境下作业的机器人计划。

始于20世纪80年代中期的多机器人，特别是双机器人协调运动控制问题，以其广泛的工程应用需求和大大高于单机器人的控制复杂程度吸引了众多学者的研究兴趣。经过二十几年不懈的基础研究和实验探索，人们在多机器人运动描述方法、编程语言、协调控制的策略与方法、动力学控制、载荷分配、抓取规划、工作空间和防碰撞等诸多方面积累了丰富的研究成果。近年来，多机器人系统的理论研究又进一步扩展到多机器人的协作与组织的方法，形成了称作“协作机器人学”的新的研究领域。

习题

11.1 描述机器人与智能系统所涵盖的研究内容。

11.2 针对语音识别系统，描述线性预测倒谱系数求取的方法与过程。

11.3 针对文字识别系统，描述汉字特征提取的思想与方法。

11.4　针对目标识别系统，描述多源信息融合理论利用特征融合以达到目标识别的思想与方法。

11.5　简述智能机器人的有关技术构成。

参考文献

1. Hall E L, Hall B C. Robotics——A User-Friendly Introduction. Holt, Rinehart and Winston Press, 1980(中译本). 刘又午等校译. 机器人学入门. 天津：天津大学出版社，1987
2. 蒋新松. 机器人学导论. 沈阳：辽宁科学技术出版社，1994
3. 方棣棠. 汉语语音识别的当前任务与研究方向. 第三届全国人机语音通讯学术会议论文集，1994
4. 边肇祺，张学工等. 模式识别(第二版). 北京：清华大学出版社，1999
5. 王连亮. 多源图像融合的目标识别研究. 成都：四川大学硕士学位论文，2005
6. 韩崇昭，朱洪艳，段战胜等. 多源信息融合. 北京：清华大学出版社，2006

附录A 拉普拉斯变换简表



	$f(t)$	$F(s)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt=\mathcal{L}[f(t)]$
	$f(t)=\frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty}F(s)e^{st}dt=\mathcal{L}^{-1}[F(s)]$	$F(s)$
线性定理	$f_1(t)+f_2(t)$	$F_1(s)+F_2(s)$
滞后定理	$f(t-a)$	$e^{-as}F(s)$
终值定理	$\lim\limits_{t\to\infty}f(t)$	$\lim\limits_{s\to 0}sF(s)$
微分定理	$\frac{d}{dt}f(t)$	$sF(s)-f(0)$ 注：$f(0)$ 是函数 $f(t)$ 在 $t=0$ 时的值
	$\frac{d^n}{dt^n}f(t)$	$s^nF(s)-s^{n-1}f(0)-s^{n-2}f'(0)-\cdots$ $-sf^{(n-2)}(0)-f^{(n-1)}(0)$
积分定理	$\int_0^t f(\tau)d\tau$	$\frac{F(s)}{s}+\frac{1}{s}f^{-1}(0)$ 注：$f^{-1}(0)$ 是积分函数 $\int f(t)dt$ 在 $t=0$ 时的值
1	$1(t)$	$\frac{1}{s}$
2	$\delta(t)$	1
3	e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$
4	$\sin\omega t$	$\frac{\omega}{s^2+\omega^2}$
5	$\cos\omega t$	$\frac{s}{s^2+\omega^2}$
6	$\frac{1}{b-a}(e^{-at}-e^{-bt})$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$
7	$\frac{1}{b-a}(be^{-bt}-ae^{-at})$	$\frac{s}{(s+a)(s+b)}$
8	$\frac{1}{ab}\left[1+\frac{1}{a-b}(be^{-at}-ae^{-bt})\right]$	$\frac{1}{s(s+a)(s+b)}$
9	$e^{-at}\sin\omega t$	$\frac{\omega}{(s+a)^2+\omega^2}$
10	$e^{-at}\cos\omega t$	$\frac{s+a}{(s+a)^2+\omega^2}$

附录B



矩阵初步

B.1 矩阵的定义

矩阵(Matrix)是数学线性代数中的一个重要分支,在物理和工程上有广泛的应用。考虑一组变量 x_1,x_2,x_3 通过下述关系变换成另一组新变量 y_1,y_2,y_3

$$\begin{cases} a_{11}x_1+a_{12}x_2+a_{13}x_3=y_1 \\ a_{21}x_1+a_{22}x_2+a_{23}x_3=y_2 \\ a_{31}x_1+a_{32}x_2+a_{33}x_3=y_3 \end{cases} \tag{B.1}$$

由于 x_i 都是一次项,所以式(B.1)称为线性变换。显然,这个变换与式中各系数 a_{ij} 的值及它们的位置有关,即这个变换以 a_{ij}, $i=1,2,3$, $j=1,2,3$,作为表征。因此可以符号式地用一个矩形的阵列来表征这个线性变换

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}=[a_{i\times j}]_{i=3,j=3}=[a_{3\times 3}] \tag{B.2}$$

式(B.2)称为这个线性变换的矩阵。i,j 分别表示矩阵的行和列,称为 $i\times j$ 阶矩阵。它的数字阵列两侧有方括号。在本书中矩阵用大写、粗体英文字母表示。矩阵的各 a_{ij} 称为元。

注意,矩阵与两侧有直线的行列式不同。行列式有一个确定的值,而矩阵则无。行列式一定是方形的,即 $i=j$;矩阵则不一定。

B.2 矩阵的类型

1. 方阵　行和列相等(即 $i=j$)的矩阵称为方矩阵,或方阵。式(B.2)为三阶方阵。

2. 列矩阵　只有一个列的矩阵,$j=1$,称为列矩阵或列向量,如

$$\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

为三阶列矩阵。一般用小写粗体英文字母 $\boldsymbol{x}$ 表示。

3. 行矩阵 只有一个行的矩阵，$i=1$，称为行矩阵或行向量，如

$$\boldsymbol{a}=\begin{bmatrix}a_1 & a_2 & a_3\end{bmatrix}$$

为三阶行矩阵。

4. 对角线矩阵 如果方阵除对角线上的元 a_{ii} 外，其余的元都为零，即 $a_{ij}=0$，$i\neq j$，称此阵为对角线矩阵，如

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}a_{11} & & & \boldsymbol{0}\\ & a_{22} & & \\ & & \ddots & \\ \boldsymbol{0} & & & a_{nn}\end{bmatrix}=\mathrm{diag}\,(a_{11}\quad a_{22}\quad \cdots\quad a_{nn}) \tag{B.3}$$

5. 单位矩阵(幺阵) 对角线矩阵上各元都等于1($a_{ii}=1$)的对角线矩阵，以 $\boldsymbol{I}$ 表示。如三阶单位矩阵

$$\boldsymbol{I}_3=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}=\mathrm{diag}\,(1\quad 1\quad 1) \tag{B.4}$$

6. 零矩阵 所有元都等于零的矩阵，即$[a_{ij}]_{i\times j}$，$a_{ij}=0$。

7. 矩阵的行列式 每一个方矩阵都有对应的行列式，它由该矩阵的各元组成。如方阵 $\boldsymbol{A}$ 的行列式为$|\boldsymbol{A}|$。

8. 奇异矩阵 行列式的值为零的方阵，称为奇异矩阵。在奇异矩阵中不是所有的行，或者所有的列都是彼此无关的。

9. 非奇异矩阵 行列式的值不为零的方阵，称为非奇异矩阵。或者称这个方阵是非奇异的。

10. 转置矩阵 如果 $i\times j$ 矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的行和列互相交换，则由此而得的 $j\times i$ 矩阵称作矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的转置矩阵 $\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}$。如对于式(B.2)

$$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}a_{11} & a_{21} & a_{31}\\ a_{12} & a_{22} & a_{32}\\ a_{13} & a_{23} & a_{33}\end{bmatrix} \tag{B.5}$$

而将矩阵行和列互相交换的操作称为转置。显然，$(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{A}$。

11. 对称矩阵 如果方阵的非对角线上的元 $a_{ij}=a_{ji}$，则称为对称矩阵。显然，对于对称矩阵 $\boldsymbol{A}$，$(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}})=\boldsymbol{A}$。

B.3 矩阵代数

矩阵代数就是研究矩阵的代数运算。

1. 矩阵相等 如果两个矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{B}$ 有相同的行数和列数，且对应元 $a_{ij}=b_{ij}$，则这两个矩阵称为相等，即 $\boldsymbol{A}=\boldsymbol{B}$。

2. 矩阵的加减法 两个矩阵的相加或相减，定义为：两个同阶矩阵的对应元的

相加或相减，从而形成和或差的新矩阵。如

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}+b_{11} & a_{12}+b_{12} & a_{13}+b_{13} \\ a_{21}+b_{21} & a_{22}+b_{22} & a_{23}+b_{23} \\ a_{31}+b_{31} & a_{32}+b_{32} & a_{33}+b_{33} \end{bmatrix} \tag{B.6}$$

3. 数与矩阵的相乘法　数与矩阵的每个元相乘。

$$\lambda \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda a_{11} & \lambda a_{12} & \lambda a_{13} \\ \lambda a_{21} & \lambda a_{22} & \lambda a_{23} \\ \lambda a_{31} & \lambda a_{32} & \lambda a_{33} \end{bmatrix} \tag{B.7}$$

4. 矩阵与矩阵的相乘法　一个 $i \times j$ 阶的矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和一个 $j \times k$ 阶的矩阵 $\boldsymbol{B}$ 相乘，得出一个 $i \times k$ 阶的矩阵 $\boldsymbol{C}$，而且

$$\boldsymbol{AB} = \boldsymbol{C} = [c_{jk}] = \left[\sum_{n=1}^{j} a_{mn} b_{np} \right] \tag{B.8}$$

$$(m = 1, \cdots, j;\ p = 1, \cdots, k)$$

例 B-1　式(B.1)可以表示成

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} \tag{B.1a}$$

解　乘开上式并根据上文两矩阵相等法则就可得出式(B.1)。 ■

例 B-2

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 3 & 4 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 6 & 7 \\ 8 & 9 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0\times6+1\times8+2\times0 & 0\times7+1\times9+2\times2 \\ 3\times6+4\times8+5\times0 & 3\times7+4\times9+5\times2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8 & 13 \\ 50 & 67 \end{bmatrix}$$

■

从上述矩阵乘法规则可以看出，矩阵相乘一般是不可交换的，即 $\boldsymbol{AB} \neq \boldsymbol{BA}$。式(B.8)称为 $\boldsymbol{A}$ 去左乘 $\boldsymbol{B}$，或 $\boldsymbol{B}$ 去右乘 $\boldsymbol{A}$。下述规则对矩阵还是适用的：$(\boldsymbol{AB})\boldsymbol{C} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{BC})$；$(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})\boldsymbol{C} = \boldsymbol{AC}+\boldsymbol{BC}$。

例 B-3　两矩阵相乘 $\boldsymbol{AB} \neq \boldsymbol{BA}$

$$\boldsymbol{AB} = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 3 & 7 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{BA} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & 6 \\ 3 & 4 \end{bmatrix}$$ ■

5. 矩阵的幂　方阵 $\boldsymbol{A}$ 的 k 次方(幂)由下式定义

$$\boldsymbol{A}^k = \boldsymbol{A} \cdots \boldsymbol{A} \quad (\text{共 } k \text{ 个}) \tag{B.9}$$

6. 矩阵的转置特性

$$(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{A}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}, \quad (\boldsymbol{AB})^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{B}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{A}^{\mathrm{T}} \tag{B.10}$$

7. 矩阵的秩　矩阵的 $\boldsymbol{A}$ 有行列式 $|\boldsymbol{A}|$，而 $|\boldsymbol{A}|$ 有若干子式(子行列式)。矩阵 $\boldsymbol{A}$ 中不为零的子式的最高阶数，如果是 n，则称矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的秩为 n。

例 B-4

2×3 阶矩阵 $\begin{bmatrix} 1 & 2 & -1 \\ 2 & -3 & 1 \end{bmatrix}$ 的秩为 2，因为三个 2-阶的子式都不为零。 ■

3阶方矩阵$\begin{bmatrix}1 & 2 & -1\\2 & -3 & 1\\4 & 1 & 1\end{bmatrix}$的秩为2,因为3阶行列式值为零,而2-阶的子式都不为零。

8. 伴随矩阵　矩阵$\boldsymbol{A}$以$\boldsymbol{A}$的余因子为元组成的矩阵,称为$\boldsymbol{A}$的伴随矩阵,以$\mathrm{adj}\boldsymbol{A}$表示。

例 B-5　$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}1 & 2 & 0\\3 & -1 & -2\\1 & 0 & -3\end{bmatrix}$,则

$$\mathrm{adj}\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\begin{vmatrix}-1 & -2\\0 & -3\end{vmatrix} & -\begin{vmatrix}2 & 0\\0 & -3\end{vmatrix} & \begin{vmatrix}2 & 0\\-1 & -2\end{vmatrix}\\-\begin{vmatrix}3 & -2\\1 & -3\end{vmatrix} & \begin{vmatrix}1 & 0\\1 & -3\end{vmatrix} & -\begin{vmatrix}1 & 0\\3 & -2\end{vmatrix}\\\begin{vmatrix}3 & -1\\1 & 0\end{vmatrix} & -\begin{vmatrix}1 & 2\\1 & 0\end{vmatrix} & \begin{vmatrix}1 & 2\\3 & -1\end{vmatrix}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}3 & 6 & -4\\7 & -3 & 2\\1 & 2 & -7\end{bmatrix}\qquad(\mathrm{B}.11)$$

■

9. 矩阵的逆矩阵　对于方阵$\boldsymbol{A}$,存在方阵$\boldsymbol{B}$,使得$\boldsymbol{AB}=\boldsymbol{BA}$,则用$\boldsymbol{A}^{-1}$来表示$\boldsymbol{B}$,并称$\boldsymbol{A}^{-1}$为$\boldsymbol{A}$的逆矩阵。

逆矩阵有下列性质

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{-1}=\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{I},\quad(\boldsymbol{A}^{-1})^{-1}=\boldsymbol{A},\quad(\boldsymbol{A}^{-1})=(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}})^{-1}$$

矩阵的逆矩阵是它的伴随矩阵除以该矩阵的行列式,即

$$\boldsymbol{A}^{-1}=\frac{\mathrm{adj}\boldsymbol{A}}{|\boldsymbol{A}|}\qquad(\mathrm{B}.12)$$

所以只有矩阵$\boldsymbol{A}$是非奇异的,它的逆矩阵才存在。

例 B-6　$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}1 & 2 & 0\\3 & -1 & -2\\1 & 0 & -3\end{bmatrix}$,由式(B.12)并代入式(B.11)得

$$\boldsymbol{A}^{-1}=\frac{\mathrm{adj}\boldsymbol{A}}{|\boldsymbol{A}|}=\frac{\begin{bmatrix}3 & 6 & -4\\7 & -3 & 2\\1 & 2 & -7\end{bmatrix}}{\begin{vmatrix}1 & 2 & 0\\3 & -1 & -2\\1 & 0 & -3\end{vmatrix}}=\frac{\begin{bmatrix}3 & 6 & -4\\7 & -3 & 2\\1 & 2 & -7\end{bmatrix}}{17}$$

校验

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{-1}=\begin{bmatrix}1 & 2 & 0\\3 & -1 & -2\\1 & 0 & -3\end{bmatrix}\frac{\begin{bmatrix}3 & 6 & -4\\7 & -3 & 2\\1 & 2 & -7\end{bmatrix}}{17}=\frac{\begin{bmatrix}17 & 0 & 0\\0 & 17 & 0\\0 & 0 & 17\end{bmatrix}}{17}=\boldsymbol{I}_3$$

■

同时对于式(B.1a)，如果左侧的系数矩阵$[a_{3\times3}]$的逆矩阵$[a_{3\times3}]^{-1}$存在，则用此逆矩阵左乘式(B.1a)两侧可得

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} \tag{B.1b}$$

10. 矩阵的迹 tr[·]表示对方矩阵求迹，即主对角线元素求和。如对式(B.2)的方阵 $\boldsymbol{A}$

$$\mathrm{tr}[\boldsymbol{A}] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{n=3} a_{ii} = a_{11} + a_{22} + a_{33} \tag{B.13}$$

附录C 随机过程简述

C.1 随机变量的基本概念

随机变量(Random Variable)是描述一类不确定性但具有统计特性的变量。例如布袋里装了红、蓝、绿三种不同颜色却具有同样质地的小球,一次随机抽取其中一个小球就是一个随机事件,出现一种颜色的可能性就是其概率。

随机变量主要分为离散随机变量和连续随机变量两大类。离散随机变量 x 一般用概率分布律来描述

$$P(x_i) = p_i, \quad i = 1,2,\cdots,m \tag{C.1}$$

其中 $x_i \in X = \{x_1, x_2, \cdots, x_m\} \subset \mathbb{R}$,$X$ 是随机变量的取值空间,P 是求概率。

连续随机变量 x 一般用概率分布函数来描述

$$F(\xi) = P(x \leqslant \xi), \quad \xi \in \mathbb{R} \tag{C.2}$$

其中 $A=(x\leqslant\xi)$ 是一个随机事件,P 是求概率。如果 $F(\xi)$ 连续可微,则

$$f(\xi) = \frac{\mathrm{d}F(\xi)}{\mathrm{d}\xi}, \quad \xi \in \mathbb{R} \tag{C.3}$$

就称为概率密度函数。

常用连续随机变量概率分布的密度函数有

均匀分布:
$$f(\xi) = \begin{cases} \dfrac{1}{b-a}, & \xi \in [a,b] \subset \mathbb{R} \\ 0, & \xi \notin [a,b] \end{cases} \tag{C.4}$$

正态分布:
$$f(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \mathrm{e}^{-\frac{(\xi-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad \xi \in \mathbb{R} \tag{C.5}$$

正态分布又称为高斯(Gauss)分布。其他分布可参阅相关文献。

离散随机变量的数学期望(均值)表示为

$$E(x) = \sum_{i=1}^{m} x_i p_i \tag{C.6}$$

连续随机变量的数学期望(均值)表示为

$$E(x)=\int_{-\infty}^{\infty}\xi\mathrm{d}F(\xi)=\int_{-\infty}^{\infty}\xi f(\xi)\mathrm{d}\xi \tag{C.7}$$

无论离散随机变量或连续随机变量 x,其方差均为

$$\mathrm{var}(x)=E\{[x-E(x)]^2\}=E(x^2)-[E(x)]^2 \tag{C.8}$$

我们可以把随机变量的概念拓展为随机向量 $\boldsymbol{x}$,同样有离散随机向量和连续随机向量两大类。此时离散随机向量的数学期望为

$$E(\boldsymbol{x})=\sum_{i=1}^{m}\boldsymbol{x}^{(i)}P(\boldsymbol{x}^{(i)}),\quad \boldsymbol{x}^{(i)}\in\mathbb{R}^n,\quad i=1,2,\cdots,m \tag{C.9}$$

而连续随机向量的数学期望为

$$E(\boldsymbol{x})=\iint_{\mathbb{R}}\xi f(\xi)\mathrm{d}\xi,\quad \xi\in\mathbb{R}^n \tag{C.10}$$

随机向量 $\boldsymbol{x}$ 的协方差阵定义为

$$\mathrm{cov}(\boldsymbol{x})\triangleq E\{[\boldsymbol{x}-E(\boldsymbol{x})][\boldsymbol{x}-E(\boldsymbol{x})]^{\mathrm{T}}\} \tag{C.11}$$

C.2 随机过程的基本概念

一个随机变量如果还随时间变化,即 $x(t)$,t 是连续时间变量,或 $x(k)$,k 是离散时间变量,就称其为随机过程(random process,或 stochastic process)。同样,如果 $x(t)$或 $x(k)$取值于离散变量空间 $X=\{x_1,x_2,\cdots,x_n\}\subset\mathbb{R}$,则称其为离散变量随机过程;如果 $x(t)$或 $x(k)$取值于连续变量空间$\mathbb{R}$,则称其为连续变量随机过程。

以连续时间随机过程为例,离散变量随机过程 $x(t)$的数学期望(或称均值函数)定义为

$$\bar{x}(t)=E\{x(t)\}=\sum_{i=1}^{k}x_i(t)p_i(t),\quad t\in T,x_i(t)\in X \tag{C.12}$$

连续随机变量过程 $x(t)$的数学期望(或称均值函数)定义为

$$\bar{x}(t)=E\{x(t)\}=\int_{\mathbb{R}}\xi(t)\mathrm{d}F(\xi(t))=\int_{\mathbb{R}}\xi(t)f(\xi(t))\mathrm{d}\xi(t) \tag{C.13}$$

这些都是随时间变化的函数。

随机过程 $x(t)$在不同时间点 $t,s\in T$ 上的一个协方差函数定义为

$$r(t,s)=E\{[x(t)-\bar{x}(t)][x(s)-\bar{x}(s)]\} \tag{C.14}$$

所定义的协方差函数如果满足 $r(t,s)=0,\forall t,s,s\neq t$,则称此过程为不相关过程。

如果在不同时间点上有

$$P\{x(t)\in A,x(s)\in B\}=P\{x(t)\in A\}P\{x(s)\in B\},\quad \forall t,s\in T,s\neq t \tag{C.15}$$

则称此过程是一个独立过程。

一个独立过程必然是不相关过程,反之不一定成立。一般情况下把不相关过程就称为白噪声过程。从物理概念上说,一个白噪声过程在所有频率点上具有相同的能量密度。白色光就有类似特性。最常用的白噪声过程是高斯白噪声。图 C-1 给出

了一个白噪声过程的示意图。

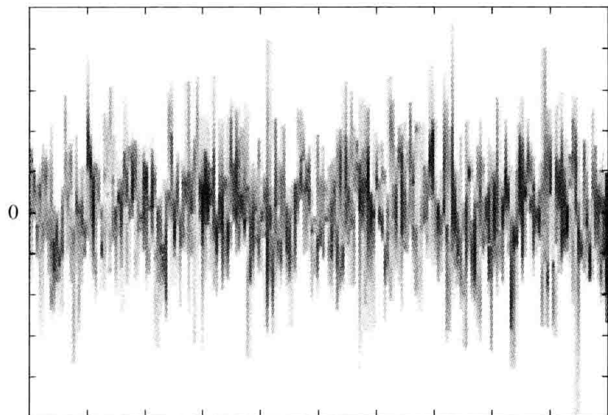


图 C-1　白噪声过程示意图

同样地可以把单变量的随机过程拓展为向量随机过程 $\boldsymbol{x}(t)$,t 是连续时间变量,或 $\boldsymbol{x}(k)$,k 是离散时间变量;$\boldsymbol{x}$ 的取值空间可以是离散集合 $\{\boldsymbol{x}^{(1)},\cdots,\boldsymbol{x}^{(m)}\}$,$\boldsymbol{x}^{(i)}\in\mathbb{R}^n$,$i=1,2,\cdots,m$,也可以是连续空间 $\mathbb{R}^n$。类似地可以求向量随机过程的数学期望和协方差阵。

C.3　几个特殊的随机过程

以连续时间随机过程为例,如果一个随机过程 $x(t)$ 的前两阶矩是时间平移不变的,也就是说对任意 t,τ,均有

$$\begin{cases}\bar{x}(t+\tau)=\bar{x}(t)=\bar{x}(\text{常数}),\\ r(t+\tau,s+\tau)=r(t,s)=r(s-t),\end{cases}\quad \forall\, t,s,\tau\in\mathbb{R} \tag{C.16}$$

则称 $x(t)$ 为一弱平稳随机过程(关于平稳过程的一般概念不在此强调)。

一个随机过程如果对它的总体平均等于对某一样本函数的算术平均,则称此过程是遍历的(ergodic)。平稳过程的遍历性表明,一个样本函数包含了该过程前两阶矩所必需的全部信息。只要对这一样本加以研究,便可获得该过程必要的统计特性,这对实际应用是非常重要的。

一个随机过程 $x(t)$,在任意多个时刻的随机变量 $x(t_1),x(t_2),\cdots,x(t_m)$,其联合分布是正态的,就称其为一个正态过程,或高斯过程。

根据正态分布的特性,一个正态过程的均值函数和协方差函数完全描述了该过程的全部特征。

对于一个平稳的正态过程 $x(t)$,其均值和方差都是常值 $\bar{x}=E\{x(t)\}$,$r=\text{var}\{x(t)\}$。一般记为

$$x(t)\sim\mathcal{N}(\bar{x},r) \tag{C.17}$$

根据概率论的中心极限定理，大量相互独立随机因素造成的影响，其综合效果服从或近似服从正态分布。所以，对于某些缺乏先验知识的随机干扰，往往假定其具有平稳的正态分布。

设 $x(t)$是一个随机过程，如果给定当前时刻的实现 $x(t)$，未来出现的可能性（概率）只与当前的实现有关，而与以前各个时刻的实现无关，则称这一过程为马尔科夫(Markov)过程。对于马尔科夫过程而言，在已知当前状态的条件下，过去和未来的状态分布是相互独立的。马尔科夫过程在随机系统分析中占有非常重要的地位，因为随机系统的“状态”正是要求具有马尔科夫性，即无后效性。